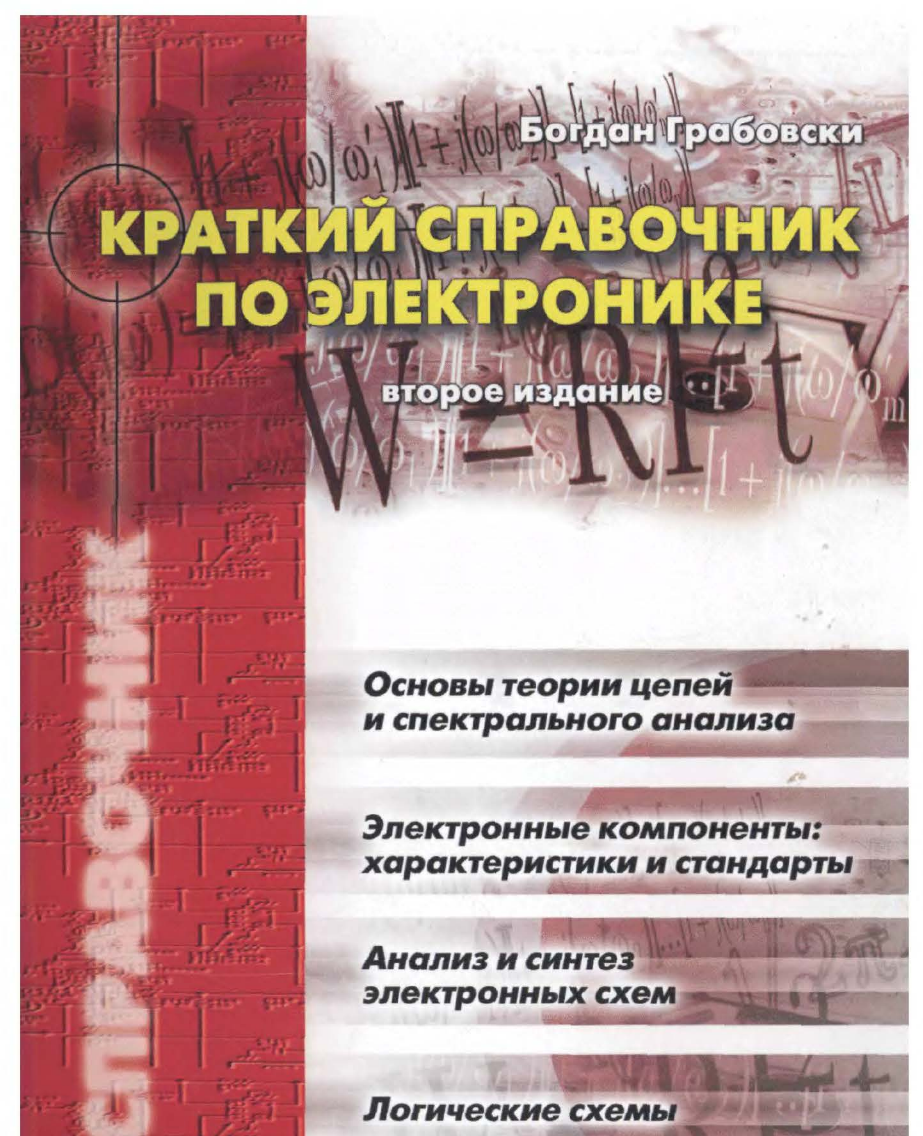


Богдан Грабовски

КРАТКИЙ СПРАВОЧНИК ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ

второе издание

Основы теории цепей и спектрального анализа

Электронные компоненты: характеристики и стандарты

Анализ и синтез электронных схем

Логические схемы

Микропроцессорные системы

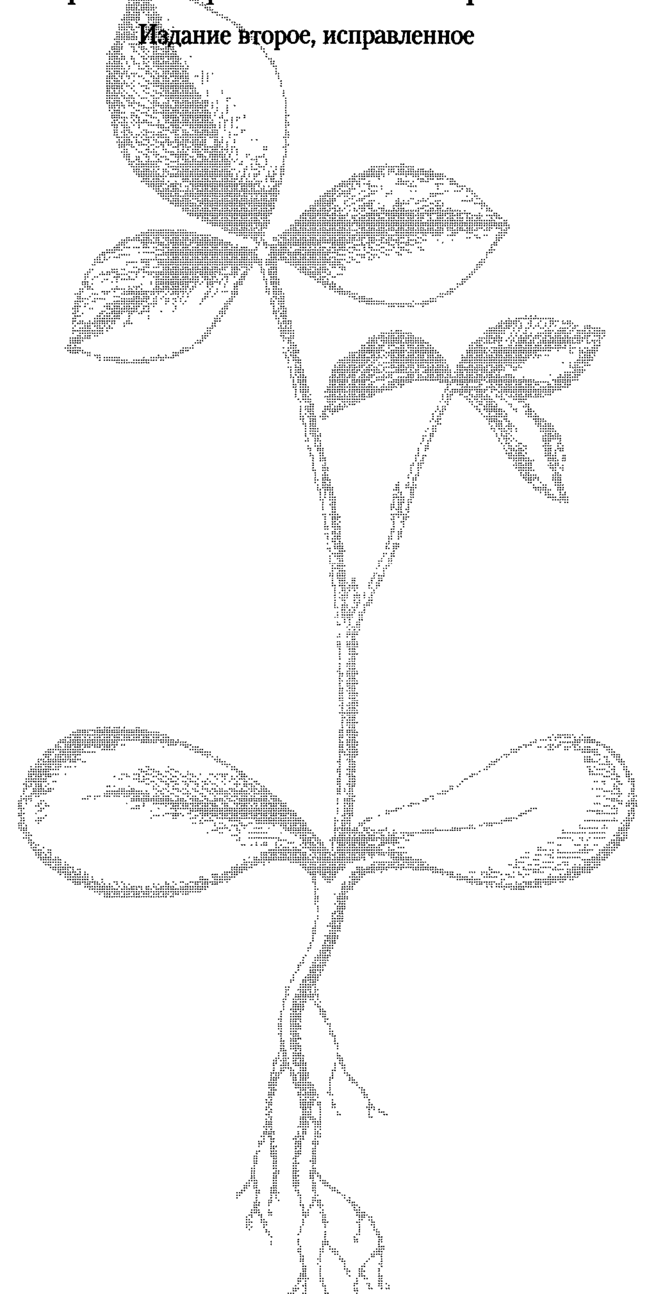
ДМК издательство

DUNOD

Богдан Грабовски

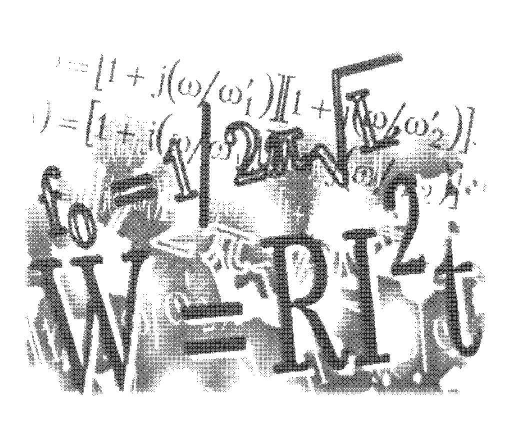
Краткий справочник по электронике

Издание второе, исправленное



BOGDAN GRABOWSKI

AIDE-MÉMOIRE ÉLECTRONIQUE



4e ÉDITION

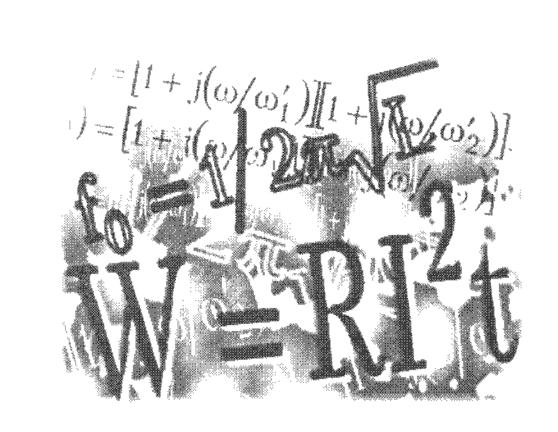


Серия «Справочник»

БОГДАН ГРАБОВСКИ

КРАТКИЙ СПРАВОЧНИК ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ

Издание второе, исправленное





Москва, 2004

УДК 621.3.01
ББК 32.85
Г75

Грабовски Б.

Г75 Краткий справочник по электронике / Богдан Грабовски ; Пер. с фр. Хаванов А. В. – 2-е изд., испр. – М.: ДМК Пресс, 2004. – 416 с. : ил. – (Серия «Справочник»).

ISBN 5-94074-222-X

Книга содержит информацию по наиболее важным разделам электроники: как теорию (описание радиотехнических цепей и сигналов, изложение теории электромагнитного поля, перечень основных единиц измерения СИ и т.д.), так и практические сведения (описание усилителей, генераторов, комбинационных схем, счетчиков, преобразователей, программируемой логики, МП и микроконтроллеров с типовыми примерами исполнения).

В настоящее издание вошли разделы по аналоговой и цифровой электронике, в том числе сведения о микропроцессорах и микроконтроллерах. Наглядный материал, включающий таблицы, рисунки и формулы, позволяет быстро производить необходимые расчеты.

Книга может служить справочным пособием для профессионалов и начинающих радиолюбителей, а также студентов технических вузов и колледжей.

УДК 621.3.01
ББК 32.85

ISBN 2-10-004207-6 (фр.)

ISBN 5-94074-222-X (рус.)

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

С удовольствием представляю российскому читателю второе издание «Краткого справочника по электронике» Богдана Грабовски

Сейчас на книжных полках можно увидеть немало литературы по электронике, но среди изданий, рассчитанных на массового читателя, найдется не так уж много книг, которые и широтой охвата материала, и своей полезностью напоминали бы известные во всем мире «Искусство схемотехники» П Хоровица и У Хилла или «Полупроводниковую схемотехнику» У Титце и К Шенка

Существует два типа справочных изданий по электронной технике В первых приводятся основные технические характеристики и параметры элементов или устройств Однако при сегодняшнем темпе развития технологий эти сведения быстро устаревают А справочники второго типа содержат «вечную» информацию, которая с помощью новых технологических решений позволяет получать все новые достижения в этой области Книга, которую вы держите в руках, относится ко второму типу Любителю электроники или профессионалу надо иметь справочники обоих типов Но без второго – первые бесполезны

Обширный справочный материал, представленный в книге, охватывает большинство вопросов, с которыми приходится сталкиваться как любителям электроники, автоматики и вычислительной техники, так и специалистам, занимающимся разработкой электронных устройств Разумеется, справочник будет полезен и студентам

В книге рассмотрены наиболее важные вопросы по теории радиотехнических цепей и сигналов, приведены сведения о материалах и основных

компонентах электронной аппаратуры; описаны элементы полупроводниковой техники, от диодов и транзисторов до операционных усилителей и схем на их основе; рассмотрены основные функциональные блоки как аналоговой, так и цифровой схемотехники: пороговые устройства, коммутаторы, умножители, генераторы сигналов, модуляторы и детекторы, схемы автоматической регулировки усиления, стабилизаторы напряжения, усилители мощности, СВЧ-усилители, логические комбинационные и последовательностные схемы; дано элементарное введение в цифровую обработку сигналов и описана работа микропроцессоров и микроконтроллеров.

Во Франции данная книга выдержала четыре издания; русский перевод был выполнен с последнего французского издания. Для второго русского издания текст книги был полностью переработан, исправлены замеченные ошибки, используемая терминология приведена в соответствие российским стандартам.

Надеюсь, что справочник Б. Грабовски займет достойное место в технической библиотечке всех любителей электроники – и тех, кто «думает» с паяльником в руках, и тех, кто использует в своей работе сложные программы автоматизированного проектирования. И тем, и другим требуется то главное, что составляет основу этой удивительной области человеческой мысли и отрасли современной техники, тот фундамент, на котором возводятся новые этажи этого величественного здания, всего за несколько десятилетий так круто изменившего облик всей нашей цивилизации.

В. П. Шевчук,
доктор технических наук, профессор,
академик метрологической академии РФ

ГЛАВА 1. ЕДИНИЦЫ ИЗМЕРЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

1.1. Основные законы и определения

1.1.1. Краткая историческая справка

За исключением специально оговоренных случаев, в данном справочнике используется Международная система единиц SI (СИ), принятая на 11 Генеральной конференции по мерам и весам в 1960 году. Основными величинами этой системы являются:

- метр – единица длины;
- килограмм – единица массы;
- секунда – единица времени;
- ампер – единица силы электрического тока;
- кельвин – единица термодинамической температуры;
- кандела – единица силы света;
- моль – единица количества вещества.

1.1.2. Геометрические, кинетические и механические величины

Метр – расстояние, проходимое светом в вакууме в течение 1/299 792 458 с.
Килограмм – единица массы, равная массе международного прототипа килограмма (выполнен из сплава платины и иридия), принятого Генеральной конференцией по мерам и весам в 1889 году и хранящегося в Палате мер и весов (Pavillon de Breteuil) в г. Севр (Франция).

Секунда – время, равное 9 192 631 770 периодам излучения, соответствующее переходу между двумя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133.

Кроме основных единиц, система СИ содержит и производные; некоторые из них являются векторными (см. табл. 1.1). Это объясняется тем, что среди основных единиц – длины, массы и времени – первая является векторной, а две другие – скалярными.

Таблица 1.1. Геометрические, кинематические, механические единицы

Величина	Характер	Символ	Единица	Формула
Длина	Векторная	ℓ или $\boldsymbol{l}$	Метр, м	Основная единица
Время	Скалярная	t	Секунда, с	Основная единица
Масса	Скалярная	m	Килограмм, кг	Основная единица
Площадь	Скалярная	S	Квадратный метр, м^2	$S = \ell^2$
Плоский угол	Скалярная	α	Радиан, рад	$\alpha = \ell / R$, где R – радиус окружности, ℓ – длина дуги
Телесный угол	Скалярная	Ω	Стерадиан, ср	$\Omega = S / R^2$
Скорость	Векторная	v или **v**	м/с	$\mathbf{v} = \Delta \boldsymbol{l} / \Delta t$
Ускорение	Векторная	a или **a**	м/с^2	$\mathbf{a} = \Delta \mathbf{v} / \Delta t$
Угловая скорость, круговая частота	Скалярная	ω	рад/с	$\omega = \Delta\alpha / \Delta t$
Частота	Скалярная	f	Герц, Гц	$f = \omega / 2\pi$
Сила	Векторная	F или **F**	Ньютон, Н	$\mathbf{F} = m\mathbf{a}$
Работа и энергия	Скалярная	W	Джоуль, Дж	$W = \mathbf{F}\boldsymbol{l}$ или $\Delta W = \mathbf{F}\,\Delta\boldsymbol{l}$
Мощность	Скалярная	P	Ватт, Вт	$P = \Delta W / \Delta t$

Следует отметить, что единицы плоского и телесного углов являются безразмерными.

Радиан – плоский угол между двумя радиусами окружности, длина дуги между которыми равна радиусу.

Стерадиан – телесный угол с вершиной в центре сферы, вырезающий на ее поверхности площадь, равную площади квадрата, длина стороны которого равна радиусу сферы.

Вместе с основными единицами используются кратные и дробные приставки (множители). Кроме того, иногда применяют и внесистемные единицы.

Таблица 1.2. Множители и другие широко используемые единицы

Величина	Основная единица	Множители и другие применяемые единицы					
		тера (Т)	10^{12}	дека (дк)	10^{1}	микро (мк)	10^{-6}
		гига (Г)	10^{9}	гекто (г)	10^{2}	нано (н)	10^{-9}
		мега (М)	10^{6}	деци (д)	10^{-1}	пико (п)	10^{-12}
		кило (к)	10^{3}	санти (с)	10^{-2}	фемто (ф)	10^{-15}
				милли (м)	10^{-3}	атто (а)	10^{-18}
Длина	Метр, м	Микрометр, мкм: 1 мкм = 10^{-6} м (ранее – микрон, мк)					

Таблица 1.2. Множители и другие широко используемые единицы (окончание)

Величина	Основная единица	Множители и другие применяемые единицы
Длина	Метр, м	Нанометр, нм. 1 нм = 10^{-9} м Ангстрем, Å: 1 Å = 10^{-10} м
Время	Секунда, с	Микросекунда, мкс: 1 мкс = 10^{-6} с Наносекунда, нс: 1 нс = 10^{-9} с Пикосекунда, пс: 1 пс = 10^{-12} с
Плоский угол	Радиан, рад	Оборот, об: 1 об = 2π рад Миллирадиан, мрад: 1 мрад = 10^{-3} рад
Телесный угол	Стерадиан, ср	спат, спт. 1 спт = 4π ср
Частота	Герц, Гц	Килогерц, кГц: 1 кГц = 10^3 Гц Мегагерц, МГц: 1 МГц = 10^6 Гц Гигагерц, ГГц: 1 ГГц = 10^9 Гц
Сила	Ньютон, Н	Килограмм-сила, кгс· 1 кгс = 9,806 65 Н
Мощность	Ватт, Вт	Лошадиная сила, л.с. 1 л.с. = 735, 499 Вт
Энергия или работа	Джоуль, Дж	Ватт-час, Вт·ч: 1 Вт·ч = 3 600 Дж Киловатт-час, кВт·ч: 1 кВт·ч = 3,6 × 10^6 Дж

1.1.3. Единицы измерения магнитных величин

К трем основным единицам (см. раздел 1.1.2) следует добавить **ампер** – единицу силы тока, которая также принадлежит к множеству **базовых** физических единиц.

Ампер – это сила постоянного тока, который при прохождении по двум параллельным проводникам бесконечной длины и с ничтожно малой площадью поперечного сечения, расположенным в вакууме на расстоянии 1 м один от другого, вызывал бы между ними силу взаимодействия, равную $2 \cdot 10^{-7}$ Н на каждый метр длины.

Рис. 1.1 Схема взаимодействий проводников с током

Если взять два проводника (рис. 1.1), ток через которые соответственно равен I_1 и I_2, расположенные параллельно на расстоянии d друг от друга, то согласно закону Ампера можно определить магнитную силу $d\mathbf{F}_M$, воздействующую на элемент $d\boldsymbol{l}_2$, через который проходит ток, I_2:

$$d\mathbf{F}_M = I_2 d\boldsymbol{l}_2 \wedge \mathbf{B}$$

Здесь используется знак векторного произведения. Формула Лапласа позволяет найти вектор магнитной индукции

$$B = \frac{\mu_0 I_1}{2\pi d}.$$

Если направления $d\boldsymbol{l}_2$ и **B** взаимно перпендикулярны, то

$$d\mathbf{F}_M = \mu_0 \frac{I_1 I_2}{2\pi d} d\boldsymbol{l}_2. \quad (1.1)$$

Из определения ампера следует, что $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

1.1.4. Основные законы электричества

Закон Кулона

Два точечных электрических заряда величиной Q_1 и Q_2, расположенные в точках A и B (рис. 1.2), испытывают силу взаимодействия **F**, которую можно определить по формуле

$$\mathbf{F} = \frac{1}{4\pi\varepsilon}\frac{Q_1 Q_2}{r^2}\mathbf{u}. \qquad (1.2)$$

Рис. 1.2. Схема расположения двух зарядов в пространстве

где **u** – единичный вектор направления **AB**;
$r = |\mathbf{AB}|$ – расстояние между точками A и B;
ε – диэлектрическая проницаемость среды. В вакууме:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 = \frac{1}{4\pi}\frac{1}{9\times10^9}\ \text{Ф/м}. \qquad (1.3)$$

В табл. 1.3 и 1.4 приведены определения основных электрических и магнитных величин в системе СИ.

Таблица 1.3. Электрические величины и единицы

Величина	Характер	Символ	Единица	Формула
Сила тока	Скалярная	I	Ампер, А	Основная единица
Плотность тока	Векторная	J или **J**	$А/м^2$	$I = \iint_S \mathbf{J}d\mathbf{S}$
Линейная плотность тока	Векторная	A или **A**	А/м	$I = \int_L \mathbf{A}d\ell$
Количество электричества	Скалярная	Q	Кулон, Кл	$Q = I\,t$ или $\Delta Q = I\Delta t$
Напряжение, разность потенциалов	Скалярная	U, (V)	Вольт, В	$P = U\,I$
Напряженность электрического поля	Векторная	E или **E**	В/м	$U = \mathbf{EL}$ или $\Delta U = \mathbf{E}\,dl$
Объемная плотность электрического заряда	Скалярная	ρ	$Кл/м^3$	$Q = \rho V$ или $\Delta Q = \rho\,dv$
Электрическое смещение (электрическая индукция)	Векторная	D или **D**	$Кл/м^2$	$\mathrm{div}\,\mathbf{D} = \rho$
Электрическая емкость	Скалярная	C	Фарад, Ф	$Q = CU$
Абсолютная проницаемость	Скалярная	ε	Ф/м	Плоский конденсатор: $C = \varepsilon S/e$, где S – площадь, e – толщина. $\varepsilon = \varepsilon_0\,\varepsilon_r$
Относительная диэлектрическая проницаемость	Скалярная	ε_r	Безразмерная	$\varepsilon_0 = (1/4\pi)\times(1/9\times10^9)$ Ф/м
Электрическая поляризация	Векторная	P или **P**	$Кл/м^2$	$\mathbf{P} = \mathbf{D} - \varepsilon_0\,\mathbf{E}$

Таблица 1.3. Электрические величины и единицы (окончание)

Величина	Характер	Символ	Единица	Формула
Электрическое сопротивление	Скалярная	R	Ом, Ω	R = V/I
Электрическая проводимость	Скалярная	G	Сименс, См	G = I/V
Удельное сопротивление	Скалярная	ρ	Ом-метр, Ω м	ρ **J** = **E**
Удельная проводимость	Скалярная	γ	См/м	γ = 1/ρ

Таблица 1.4. Магнитные и электромагнитные величины

Величина	Характер	Символ	Единица	Формула
Индуктивность	Скалярная	L	Генри, Гн	$U=L\Delta I/\Delta t$
Взаимная индуктивность	Скалярная	M	Генри, Гн	$U=M\Delta I/\Delta t$
Магнитный поток	Скалярная	φ	Вебер, Вб	$\Delta\varphi=U\Delta t$
Магнитная индукция	Векторная	B или **B**	Тесла, Тл	$\varphi=\iint_S \mathbf{B}d\mathbf{S}$
Напряженность магнитного поля	Векторная	H или **H**	А/м	$I=\oint_C \mathbf{H}d\mathbf{l}$, где C – замкнутая кривая
Абсолютная магнитная проницаемость	Скалярная	μ	Гн/м	$\mathbf{B}=\mu\mathbf{H}$
Относительная магнитная проницаемость	Скалярная	μ_r	Безразмерная	$\mu=\mu_0\mu_r$ ($\mu_0=4\pi\times10^{-7}$ Гн/м)
Магнитодвижущая сила	Скалярная	F	Ампер, А	$F=\oint_L \mathbf{H}d\mathbf{l}$
Магнитное сопротивление	Скалярная	R	А/Вб	$F=R\varphi$
Намагниченность	Векторная	B_i, J или **J**	Тесла, Тл	$\mathbf{B}_i\equiv\mathbf{B}-\mu_0\mathbf{H}$
Плотность потока энергии электромагнитного поля, вектор Пойнтинга	Векторная	S или **S**	$Вт/м^2$	$\mathbf{S}=\mathbf{E}\wedge\mathbf{H}$

Электростатика

Электрический потенциал в заданной точке, полученный от n точечных зарядов, каждый из которых имеет значение Q_i и расположен на расстоянии r_i от нее, можно определить по формуле

$$U=\frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\sum_i^n\frac{Q_i}{r_i}. \tag{1.4}$$

Напряженность электрического поля **E** в этой точке можно рассчитать по формуле

$$\mathbf{E}=-\mathbf{grad}U. \tag{1.5}$$

В ортонормированной системе координат [O, **i**, **j**, **k**]

$$\mathbf{grad}\,U = \frac{\partial U}{\partial x}\mathbf{i} + \frac{\partial U}{\partial y}\mathbf{j} + \frac{\partial U}{\partial z}\mathbf{k}.$$

Сила $\mathbf{F}_e$, воздействующая на точечный электрический заряд Q, который находится в электрическом поле **E**, равна

$$\mathbf{F}_e = Q\mathbf{E}. \quad (1.6)$$

Работу, совершаемую электрическим полем при перемещении точечного заряда Q из точки пространства с электрическим потенциалом U_1 в точку пространства с электрическим потенциалом U_2, можно определить по формуле

$$W_e = Q\,(U_1 - U_2). \quad (1.7)$$

Поток вектора электростатической индукции, проходящий через некоторую замкнутую поверхность, согласно теореме Гаусса рассчитывается по формуле

$$\varphi_e = \iint_S \mathbf{D}\,d\mathbf{S} = \sum Q_1 + 0{,}5 \sum Q_S, \quad (1.8)$$

где ΣQ_1 и ΣQ_S – соответственно сумма электрических зарядов внутри замкнутой поверхности S и расположенных на этой поверхности.

Электростатическая энергия, накопленная в конденсаторе емкостью C, имеющем потенциал U, равна

$$W_e = 0{,}5CU^2 = 0{,}5QU, \quad (1.9)$$

где Q = CU.

Следует отметить, что электрический потенциал определяется с точностью до константы. В соответствии с принятым правилом в предыдущих формулах сделано предположение, что потенциал, созданный точечным зарядом в точке, бесконечно удаленной от него, равен нулю.

Электрический ток

Общая плотность тока $\mathbf{J}_T$ – это сумма плотностей тока проводимости J_C и смещения $\mathbf{J}_D$:

$$\mathbf{J}_T = \mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_D, \quad (1.10)$$

где $\mathbf{J}_C = \gamma\mathbf{E} = \rho\mathbf{v}$;

ρ – объемный заряд;

v – скорость перемещения зарядов;

γ – удельная электропроводность (электрическая проводимость).

Величина **v** определяется по формуле

$$\mathbf{v} = \mu_e \mathbf{E},$$

где μ_e – подвижность заряда.

Следовательно,

$$\gamma = \rho\, \mu_e.$$

Плотность тока смещения связана с вектором электрической индукции соотношением

$$\mathbf{J}_D = \partial \mathbf{D}/\partial t\,. \tag{1.11}$$

При постоянной силе тока I или в случае, если ток смещения $\mathbf{J}_D$ пренебрежимо мал по сравнению с током проводимости $\mathbf{J}_C$, можно записать

$$I = \iint_S \mathbf{J}_C d\mathbf{S} = \iint \gamma \mathbf{E}\, d\mathbf{S}. \tag{1.12}$$

Выделим участок проводника (рис. 1.3), ограниченный сечениями S_1 и S_2, которые имеют потенциалы U_1 и U_2.

Если C – это кривая, соединяющая некоторую точку S_1 с любой другой точкой S_2, то

$$\begin{cases} U_1 - U_2 = \int\limits_C \mathbf{E} d\boldsymbol{l}; \\ R = \dfrac{U_1 - U_2}{I} = \dfrac{\int\limits_C \mathbf{E} d\boldsymbol{l}}{\iint\limits_{S_1} \gamma \mathbf{E} d\mathbf{S}}. \end{cases} \tag{1.13}$$

Рис. 1.3. Схема прохождения тока

Магнитное поле и магнитная индукция

Пусть замкнутый контур C огибает проводник, по которому протекает электрический ток I. Циркуляцию напряженности магнитного поля вдоль этого контура можно определить по теореме Ампера:

$$\oint_C \mathbf{H} d\boldsymbol{l} = N I, \tag{1.14}$$

где $d\boldsymbol{l}$ – элемент проводника (рис. 1.4), по которому проходит ток I, помещенный в точке A. Магнитная индукция $d\mathbf{B}$, вызванная действием тока, протекающего через элемент проводника dl, в точке M, находящейся на расстоянии r от точки A, определяется с помощью закона Био-Савара:

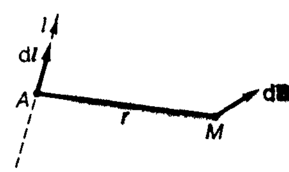


Рис. 1.4. Магнитная индукция dB, создаваемая током I в элементе проводника d*l* в точке B

$$d\mathbf{B} = \frac{\mu_0 \mu}{4\pi} \mathbf{grad}_M \left(\frac{1}{r}\right) \wedge I\, d\boldsymbol{l}. \tag{1.15}$$

Напряженность магнитного поля, образованного замкнутым контуром C, по которому проходит ток I, в точке M (рис. 1.5), является функцией телесного угла Ω, под которым можно увидеть контур C из этой точки:

$$\mathbf{H} = \frac{I}{4\pi}\mathbf{grad}_M\Omega. \quad (1.16)$$

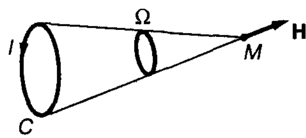


Рис. 1.5. Напряженность магнитного поля H, создаваемого замкнутым контуром C в точке M

Электромагнитная работа и сила

Магнитный поток, пронизывающий поверхность S, можно рассчитать по формуле

$$\varphi = \iint_S \mathbf{B}d\mathbf{S}; \quad (1.17)$$

Любое изменение магнитного потока сопровождается появлением индуцируемой электродвижущей силы e в соответствии с законом Фарадея. Знак электродвижущей силы определяется правилом Ленца:

$$e = -d\varphi / dt. \quad (1.18)$$

Элемент проводника $d\boldsymbol{l}$, по которому протекает ток I, помещенный в поле действия магнитной индукции **B**, подвергается воздействию магнитной силы $d\mathbf{F}_M$, вычисляемой по закону Лапласа:

$$d\mathbf{F}_M = Id\boldsymbol{l} \wedge \mathbf{B}. \quad (1.19)$$

Магнитный поток, пересеченный проводником, по которому протекает ток I, равен

$$\varphi = LI. \quad (1.20)$$

Если рассмотреть два соседних проводника, по одному из которых проходит ток I, то магнитный поток, захваченный другим, составит

$$\varphi = MI. \quad (1.21)$$

Пусть под воздействием магнитной силы элемент проводника совершает перемещение $d\boldsymbol{l}$. Если I – это ток, протекающий по данному элементу проводника, то производимую работу можно рассчитать по формуле

$$dW = \mathbf{F}_M d\boldsymbol{l} = Id\varphi, \quad (1.22)$$

где $d\varphi$– изменение потока, вызванное перемещением проводника.

В ортонормированной системе координат (O, **i**, **j**, **k**):

$$\begin{cases} \partial\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial x}dx + \frac{\partial\varphi}{\partial y}dy + \frac{\partial\varphi}{\partial z}dz \\ \mathbf{F}_M = X\mathbf{i} + Y\mathbf{j} + Z\mathbf{k} \\ X = I\frac{\partial\varphi}{\partial x}, Y = I\frac{\partial\varphi}{\partial y}, \ Z = I\frac{\partial\varphi}{\partial z}. \end{cases} \quad (1.23)$$

Если элемент проводника имеет угловую скорость $\boldsymbol{\omega}$, то получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\omega} dt = d\alpha \mathbf{i} + d\theta \mathbf{j} + d\psi \mathbf{k} \\ dW = \boldsymbol{\Gamma\omega} dt \\ \boldsymbol{\Gamma} = L\mathbf{i} + M\mathbf{j} + N\mathbf{k} \\ L = I\dfrac{\partial\varphi}{\partial\alpha},\ M = I\dfrac{\partial\varphi}{\partial\theta},\ N = I\dfrac{\partial\varphi}{\partial\psi}, \end{cases} \qquad (1.24)$$

где $\boldsymbol{\Gamma}$ – результирующий момент.

1.1.5. Температура. Тепловые цепи

Температура

Изначально температура тела (t°) выражалась в градусах, величина которых зависела от выбора реперных точек. В зависимости от значений температур выбранных реперных точек формировалась соответствующая температурная шкала. Шкала Цельсия, которая первоначально определялась по реперным точкам, в настоящее время согласована со шкалой Кельвина, используемой для выражения термодинамической температуры (T).

Кельвин (K) – единица термодинамической температуры, равная 1/273,16 части термодинамической температуры тройной точки воды.

Градус по шкале Цельсия (°C) равен кельвину, но 0 °C соответствует 273,15 K. За 0 °C принимается температура таяния льда при нормальном атмосферном давлении (на 0,01 K превосходящая тройную точку), а за 100 °C – температура кипения воды при нормальном атмосферном давлении:

°t (°C) = (T – 273,15) K. (1.25)

Теплота

Единицей количества теплоты в системе СИ служит *джоуль*.

Кроме того, на практике используется другая единица – *калория*, ранее называемая малой калорией.

Именно такое количество теплоты необходимо одному грамму воды для того, чтобы его температура поднялась с 15 до 16 °C:

1 кал (калория) = 4,1868 Дж (джоуль). (1.26)

Тепловая цепь

Резистор, через который проходит постоянный ток I, представляет собой источник тепловой энергии. На нем за время, равное t секундам, выделяется количество теплоты, выраженное в джоулях:

$W = RI^2t$

или в калориях:

$$Q_k = (1/4{,}18)RI^2t = 0{,}24RI^2t. \qquad (1.27)$$

Все электрические или электронные устройства в рабочем режиме рассеивают некоторую мощность и, следовательно, ведут себя как источники теплоты.

Нагретое тело, помещенное в среду, которая имеет более низкую температуру, охлаждается и выделяет энергию одним из трех способов:

- через теплопроводность (перенос теплоты вдоль проводников от участка с высокой температурой к участку с более низкой температурой);
- через конвекцию (нагрев и циркуляция окружающего воздуха);
- через излучение (бесконтактный способ).

Рассмотрим устройство, рассеивающее некоторую электрическую мощность и поэтому выделяющее тепловую мощность P_{th}.

В установившемся режиме, если T_j – температура источника, а T_A – температура окружающей среды, можно допустить, что рассеиваемая тепловая мощность P_{th} пропорциональна разности температур $T_j - T_A$, и записать:

$$T_j - T_A = R_{th} P_{th}, \qquad (1.28)$$

где R_{th} – тепловое сопротивление, К/Вт.

Эквивалентная тепловая схема, приведенная на рис. 1.6, учитывает данное равенство.

Если рассматривать переходный режим теплообмена, то вместо (1.28) нужно записать

$$T_j - T_A + \tau_2\frac{d(T_j - T_A)}{dt} = R_{th}(P_{th} + \tau_1\frac{dP_{th}}{dt}). \qquad (1.29)$$

По аналогии с электрическими цепями можно ввести понятие *тепловой емкости* C. Для случая, приведенного на рис. 1.7, получим:

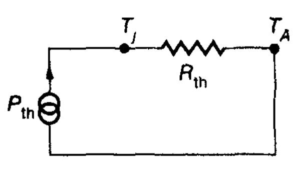


Рис. 1.6. Эквивалентная схема теплообмена в стационарном режиме

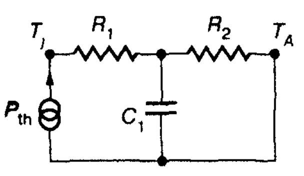


Рис. 1.7. Эквивалентная схема теплообмена в переходном режиме

$$\tau_1 = C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},\ \tau_2 = C_1 R_2,\ R_{th} = R_1 + R_2.$$

1.1.6. Фотометрия

Длины волн. Видимый спектр

Длины волн электромагнитного спектра, находящиеся в диапазоне видимого света, составляют приблизительно 0,4–0,75 мкм. Максимальная чувствительность глаза соответствует длине волны около 0,55 мкм.

Основные линии видимого солнечного спектра следующие:

H – фиолетовый, 0,397 мкм;
F – темно-синий, 0,486 мкм;
E – зеленый, 0,526 мкм;
D – желтый, 0,589 мкм;
A – красный, 0,759 мкм.

Область ИК диапазона содержит практически весь спектр от 0,8 до 100 мкм.

Кандела, единица силы света

Кандела – единица силы света I, испускаемого с площади 1/600000 м^2 сечения абсолютно черного тела в перпендикулярном этому сечению направлении, при температуре затвердевания платины под давлением 101325 Па.

Фотометрические величины

Сила света **I** является векторной величиной. Обозначим $|\mathbf{I}| = I$.

Светимость **E** (ранее называемая освещенностью) – также векторная величина. В точке, расположенной на расстоянии ℓ от источника

$$\mathbf{E} = \mathbf{I}/\ell^2. \quad (1.30)$$

Световой поток $d\phi$, проходящий через поверхность dS, определяется по формуле

$$dj = \mathbf{E}\, d\mathbf{S} = \mathbf{I}\, d\mathbf{S} / \ell^2 = I\, dW, \quad (1.31)$$

где $d\Omega$ – телесный угол, под которым от источника света вйден элемент площади dS.

Таблица 1.5. Фотометрические величины

Величина	Характер	Обозначение	Единица	Формула
Сила света	Векторная	I или **I**	Кандела, кд	Основная единица
Световой поток	Скалярная	$d\varphi$	Люмен, лм	$d\varphi = I\, d\Omega$*
Светимость (освещенность)	Векторная	E или **E**	Люкс, лк	$d\varphi = \mathbf{E}\, d\mathbf{S}$*

* $d\Omega$ выражена в стерадианах, $d\mathbf{S}$ – в квадратных метрах

Таким образом:
1 кд = 1 лм/ср,
1 лк = 1 лм/м^2.

Сила света I также может быть выражена в ваттах на стерадиан, а светимость – в ваттах на квадратный метр.

1.1.7. Неметрические единицы, применяемые в США и Великобритании

Таблица 1.6. Таблица неметрических единиц

Величина	Единица	Значение в единицах СИ
Длина	Дюйм	1 дюйм = 25,4 мм
	Фут	1 фут = 12 дюйм = 0, 3048 м
	Ярд	1 ярд = 0, 9144 м
	Миля (США)	1 миля = 1,6093 км
	Миля морская	1 миля, м = 1,85318 км
Масса	Унция	1 унция = 28,352 г
	Фунт	1 фунт = 0,453592 кг
	Слаг	1 слаг = 14,594 кг
	Тонна длинная	1,016 × 10^3 кг
	Тонна короткая	0,907 × 10^3 кг
Сила	Фунт-сила	1 фунт-сила = 4,4482 Н
	Паундаль	1 паундаль = 0,13826 Н
Энергия	Британская единица теплоты	1 Btu = 1,05506 кДж
Мощность	Британская единица теплоты в час	1 Btu/h = 0, 293 08 Вт
	Лошадиная сила британская	1 HP = 745,7 Вт
Температура	Градус Ренкина	1 °R = (5/9) K
	Градус Фаренгейта	°t (°F) = 32 + 1,8 °t(°C)

1.2. Математические понятия

1.2.1. Комплексные числа

Общие определения и виды записи

Рассмотрим упорядоченную пару действительных чисел x и y

$$z = (x, y).$$

Если выполнены аксиомы

$$(x_1, y_1) + (x_2, y_2) = (x_1 + x_2, y_1 + y_2),$$
$$(x_1, y_1)(x_2, y_2) = (x_1x_2 - y_1y_2,\ x_1y_2 + x_2y_1),$$

то пара z = (x, y) называется комплексным числом. Множество комплексных чисел обозначается C:

$$z \in C \cdot$$

Определим специальное комплексное число – *мнимую единицу*

$$j = (0, 1),\ j^2 = (-1, 0).$$

Обычно комплексные числа записываются в виде

$z = x + jy,$

где x – вещественная часть комплексного числа z;

y – мнимая часть комплексного числа z.

Для каждого комплексного числа $z = x + jy$ существует комплексно сопряженное число $z^* = x - jy$.

$z \to z^*$ – это такое взаимно-однозначное отображение, при котором

$$(z_1 + z_2)^* = z_1^* + z_2^*,$$

$$(z_1 z_2)^* = z_1^* z_2^*.$$

Комплексное число z можно представить в виде вектора **OM** в ортонормированной системе координат (O, **i**, **k**) следующим образом:

$$\mathbf{OM} = x\mathbf{i} + y\mathbf{k}.$$

Также можно ввести полярные координаты (рис. 1.8). В этом случае

$$x = r\cos\theta,\ y = r\sin\theta,\ r = |z| = \sqrt{x^2 + y^2},$$

$$\mathrm{tg}\theta = y/x$$

или

$$z = x + jy = re^{j\theta}.$$

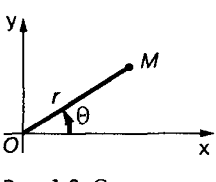


Рис. 1.8. Схема геометрического представления комплексного числа

Основные формулы

Таблица 1.7. Основные формулы алгебры комплексных чисел

$z = (x, y) = (r, \theta)$	$z = x + jy = r e^{j\theta}$		
$(x, y) \to (r, \theta)$	$r = \lvert z \rvert = \sqrt{x^2 + y^2}$		
	$\mathrm{tg}\theta = y/x$	$\theta \in [0, \pi]$	$\mathrm{sgn}\theta = \mathrm{sgn}y$
$z_1 = (x_1, y_1) = (r_1, \theta_1)$	$z_1 + z_2 = (x_1 + x_2,\ y_1 + y_2)$		
$z_2 = (x_2, y_2) = (r_2, \theta_2)$	$z_1 z_2 = (r_1 r_2,\ \theta_1 + \theta_2)$		
	$z_1 z_2 = r_1 r_2 e^{j(\theta_1 + \theta_2)}$		
$z = (r, \theta)$	$z^m = (r^m, m\theta)$		
$\forall m \in R$	$z^m = r^m \cos m\theta + j r^m \sin m\theta$		
	$z^m = (r\cos\theta + j\sin\theta)^m$		
	$\cos\theta = (e^{j\theta} + e^{-j\theta})/2$		
$e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$	$\sin\theta = (e^{j\theta} - e^{-j\theta})/2j$		

Таблица 1.7. Основные формулы алгебры комплексных чисел (окончание)

$1^{1/n} = e^{j\theta}$ $1 = e^{j2k\pi}$, k – целое	$e^{jn\theta} = e^{2kj\pi}$ $\theta = 2k\pi / n$
$(-1)^{1/n} = e^{j\theta}$ $-1 = e^{(2k+1)j\pi}$, k – целое	$\theta = [(2k+1)/n]\,\pi$

Комплексные электрические величины

Если рассматриваемый процесс является гармоническим (синусоидальным), то для анализа удобно использовать *комплексные электрические величины*.

Когда разность потенциалов u прикладывается к выводам линейного двухполюсника, через него проходит ток i (рис. 1.9); при постоянной амплитуде и частоте колебаний

$$u = U \cos \omega t,\ i = I \cos (\omega t + \varphi).$$

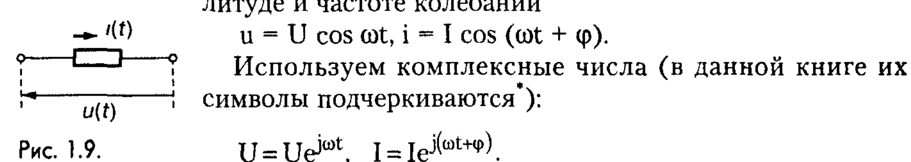


Рис. 1.9. Линейный двухполюсник

Используем комплексные числа (в данной книге их символы подчеркиваются*):

$$\underline{U} = Ue^{j\omega t},\quad \underline{I} = Ie^{j(\omega t+\varphi)}.$$

Таким образом,

u = вещественное $\underline{U} = (\underline{U} + \underline{U}^*) / 2$,

i = вещественное $\underline{I} = (\underline{I} + \underline{I}^*) / 2$.

Определим комплексный *импеданс*:

$$\underline{Z} = \underline{U} / \underline{I} = R + jX,$$

где R – активное сопротивление;

X – реактивное сопротивление.

Обе величины могут зависеть от круговой частоты ω.

Помимо этого, можно определить комплексную проводимость:

$$\underline{Y} = 1/\underline{Z} = \underline{I}/\underline{U} = G + jB,$$

где G – активная проводимость;

B – реактивная проводимость.

С учетом приведенных выражений получим

$$\underline{Z} = Ze^{j\psi},$$

где

$$Z = \sqrt{X^2 + R^2} \qquad (1.32)$$

* Часто комплексные амплитуды обозначаются точками над символами. – *Прим. ред.*

$$\mathrm{tg}\psi = X/R$$

и

$$I = U/Z = U/\sqrt{X^2 + R^2}\,. \qquad (1.33)$$

Заметим, что

$$\mathrm{tg}\varphi = \mathrm{tg}(-\psi) = -X/R\,. \qquad (1.34)$$

Комплексная *мощность* **$\underline{P}$ вычисляется по формуле**

$$\underline{P} = 0{,}5\underline{U}\overset{*}{\underline{I}} = P_a + jP_r,$$

где P_a – активная мощность;
P_r – реактивная мощность.

В данном случае

$$P_a = 0{,}5UI\cos\varphi,$$
$$P_r = 0{,}5UI\sin(-\varphi). \qquad (1.35)$$

Рассмотрим электронный блок (четырехполюсник, рис. 1.10), на вход которого подается электрический сигнал x(t) и у которого с выхода снимается сигнал y(t) (все сигналы могут иметь размерность тока или напряжения).

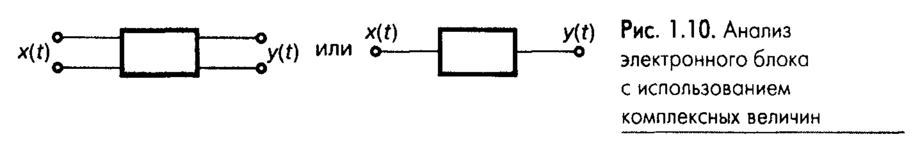


Рис. 1.10. Анализ электронного блока с использованием комплексных величин

Гармоническим сигналам $x = X\cos\omega t$ и $y = Y\cos(\omega t + \varphi)$ соответствуют следующие комплексные величины:

$$\underline{X} = X\,e^{j\omega t},\ \underline{Y} = Y\,e^{j(\omega t + \varphi)}.$$

Если рассматриваемый четырехполюсник является линейным, то в установившемся режиме

$$\underline{Y} = \underline{TX}\,.$$

Здесь $\underline{T}$ представляет собой *комплексный коэффициент передачи* рассматриваемого блока, то есть

$$\underline{T} = T(\omega)\,e^{j\psi(\omega)}\,.$$

Получим

$$\begin{cases} Y = T(\omega)X, \\ \varphi = \psi(\omega), \end{cases} \tag{1 36}$$

что позволяет анализировать характер изменения сигнала по фазе и по амплитуде в зависимости от круговой частоты ω или частоты $f = \omega / 2\pi$ входного сигнала.

Логарифмы и децибелы

Логарифмы

- натуральные

$$\ln x = \int_1^x \frac{du}{u};$$

- десятичные

$$\lg x = \ln x / \ln 10.$$

Свойства логарифмов:

$\ln e = 1$, e – основание натурального ***логарифма***;

$e = 2{,}71828$,

$\lg 10 = 1$, $\lg e = 0{,}43429$;

$\ln x = \lg x / \lg e = 2{,}3026 \lg x$;

$\lg x^a = a \lg x$, $\lg x_1 x_2 = \lg x_1 + \lg x_2$;

$z = \rho e^{j(\theta + 2k\pi)} \rightarrow \ln z = \ln \rho + j(\theta + 2k\pi)$.

Децибелы

Коэффициенты усиления по напряжению, току, а также по мощности часто выражаются в децибелах. *Децибел* определяется следующим образом:

- если V_1 и V_2 – входное и выходное напряжения, то
  A_v (в децибелах) $= A_{v(дБ)} = 20 \lg (V_2 / V_1)$;
- если I_1 и I_2 – входной и выходной токи, то
  A_ι (в децибелах) $= A_{\iota(дБ)} = 20 \lg (I_2 / I_1)$;
- если P_1 и P_2 – входная и выходная мощности, то
  G (в децибелах) $= G_{(дБ)} = 10 \lg (P_2 / P_1)$:

$$G_{(дБ)} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \frac{V_2 I_2}{V_1 I_1} = 0{,}5 \left[A_{v(дБ)} + A_{\iota(дБ)}\right].$$

1.2.2. Периодический сигнал. Ряды Фурье

Сигнал (функция) $x(t)$ называется периодическим, если

$$x(t + kT) = x(t),$$

где k – целое число;

T – период

Периодический сигнал полностью описывается суммой синусоидальных колебаний, имеющих частоты n/T

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n e^{2\pi jnt/T}, \quad A_n = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} x(t)\, e^{-2\pi jnt/T} dt \qquad (1.37)$$

где A_n – комплексные величины (**спектральные коэффициенты**).

Для вещественных сигналов x(t)

$$A_n = \frac{1}{2}(a_n - jb_n) = \frac{1}{2}c_n e^{j\varphi n}$$

$$A_{-n} = A_n^* = \frac{1}{2}(a_n + jb_n) = \frac{1}{2}c_n e^{-j\varphi n}$$

$$A_0 = a_0/2 = c_0/2, \ \mathrm{tg}\,\varphi_n = -b_n/a_n. \qquad (1.38)$$

Это свидетельствует о том, что

$$\begin{cases} x(t) = a_0/2 + \sum_1^{+\infty}[a_n \cos 2\pi n(t/T) + b_n \sin 2\pi n(t/T)] \\ a_n = \dfrac{2}{T}\displaystyle\int_{-T/2}^{+T/2} x(t)\cos 2\pi n(t/T)\,dt \\ b_n = \dfrac{2}{T}\displaystyle\int_{-T/2}^{+T/2} x(t)\sin 2\pi n(t/T)\,dt \\ x(t) = c_0/2 + \sum_1^{+\infty} c_n \cos[2\pi n(t/T) + \varphi_n]. \end{cases} \qquad (1.39)$$

Таблица 1.8. Ряды Фурье Прямоугольные сигналы

Графическое отображение	Математическое отображение
x(t); A; t; $-\frac{T}{2}$ $-\frac{\theta_A}{2}$ $+\frac{\theta_A}{2}$ $+\frac{T}{2}$	$A_n = \frac{A}{\pi n}\sin \pi n \frac{\theta_A}{T}$
	$A_0 = A(\theta_A/T)$ $a_n = 2A\frac{\theta_A}{T}\frac{\sin[\pi n\theta_A/T]}{\pi n\theta_A/T}$ $b_n = 0$

Таблица 1.8. Ряды Фурье Прямоугольные сигналы (окончание)

Графическое отображение	Математическое отображение
θ_A, A, t, $-T/2$, t_r, $+T/2$	$A_n = \frac{A}{\pi n}\sin\pi n\frac{\theta_A}{T}e^{-2\pi jn(t/T)}$
	$A_0A(\theta_A/T)$ $a_n = 2A\frac{\sin[\pi n(\theta_A/T)]}{\pi n}\cos 2\pi n t_r/T$ $b_n = 2A\frac{\sin[\pi n(\theta_A/T)]}{\pi n}\sin 2\pi n t_r/T$
$+A$, αT, t, $-T/2$, $+T/2$, $(1-\alpha)T$, $-B$	$A_n = A\frac{\sin\pi n\alpha}{\pi n}e^{j\pi n(1-\alpha)} - B\frac{\sin\pi n(1-\alpha)}{\pi n}e^{j\pi n\alpha}$
	$A_0 = A\alpha - B(1-\alpha)$ $a_n = 2A\alpha\frac{\sin\pi n\alpha}{\pi n\alpha}\cos\pi n(1-\alpha) - 2B(1-\alpha)\frac{\sin\pi n(1-\alpha)}{\pi n(1-\alpha)}\cos\pi n\alpha$ $b_n = -2A\alpha\frac{\sin\pi n\alpha}{\pi n\alpha}\sin[\pi n(1-\alpha)] - 2B(1-\alpha)\frac{\sin\pi n(1-\alpha)}{\pi n(1-\alpha)}\sin\pi n\alpha$
$+A$, αT, t, $-T/2$, $+T/2$, $(1-\alpha)T$, $-B$ $B = -\frac{\alpha}{1-\alpha}A$ Среднее значение равно нулю	$A_n = (A/\pi n)[\sin\pi n\alpha\ e^{j\pi n(1-\alpha)} - \alpha/(1-\alpha)\sin[\pi n(1-\alpha)]\ e^{-j\pi n\alpha}]$
	$A_0 = 0$ $a_n = 2A\alpha[\frac{\sin\pi n\alpha}{\pi n\alpha}\cos\pi n(1-\alpha) - \frac{\sin[\pi n(1-\alpha)]}{\pi n(1-\alpha)}\cos\pi n\alpha]$ $b_n = -2A\alpha[\frac{\sin\pi n\alpha}{\pi n\alpha}\sin\pi n(1-\alpha) + \frac{\sin[\pi n(1-\alpha)]}{\pi n(1-\alpha)}\sin\pi n\alpha]$
θ_A, $+A$, $-T/2$, $+T/2$, $-B$, θ_B, θ_B	$A_n = \frac{A}{\pi n}\sin\pi n\frac{\theta_A}{T} - \frac{B}{\pi n}\sin\pi n\frac{\theta_B}{T}\cos\pi n$
	$A_0 = A(\theta_A/T) - B(\theta_B/T)$ $a_n = \frac{2A}{\pi n}\sin\pi n\frac{\theta_A}{T} - \frac{2B}{\pi n}\sin\pi n\frac{\theta_B}{T}\cos\pi n$ $b_n = 0$

Таблица 1.9. Пилообразные сигналы

Графическое отображение	Математическое отображение
A, $-T/2$, $+T/2$, t, αT, $(1-\alpha)T$	$A_n = \frac{A}{(\pi n)^2}\frac{\cos\pi n}{4\alpha(1-\alpha)}(e^{-j2\pi n\alpha} - 1)$ $\alpha \neq 1,\ \alpha \neq 0$
	$A_0 = A/2$ $a_n = -\frac{A\cos\pi n\sin^2\pi n\alpha}{\pi^2 n^2\alpha(1-\alpha)}$ $b_n = +\frac{A\cos\pi n\cos\pi n\alpha\sin\pi n\alpha}{\pi^2 n^2\alpha(1-\alpha)}$

Таблица 1.9. Пилообразные сигналы (окончание)

Графическое отображение	Математическое отображение
График: пилообразный сигнал, нарастающий от $-T/2$ до $+T/2$ (амплитуда A)	$\alpha = 1$ $A_0 = A/2$ $a_n = 0$ $b_n = -(A/\pi n)\cos\pi n$
График: пилообразный сигнал, спадающий от A при $-T/2$ до 0 при $+T/2$	$\alpha = 0$ $A_0 = A/2$ $a_n = 0$ $b_n = +(A/\pi n)\cos\pi n$

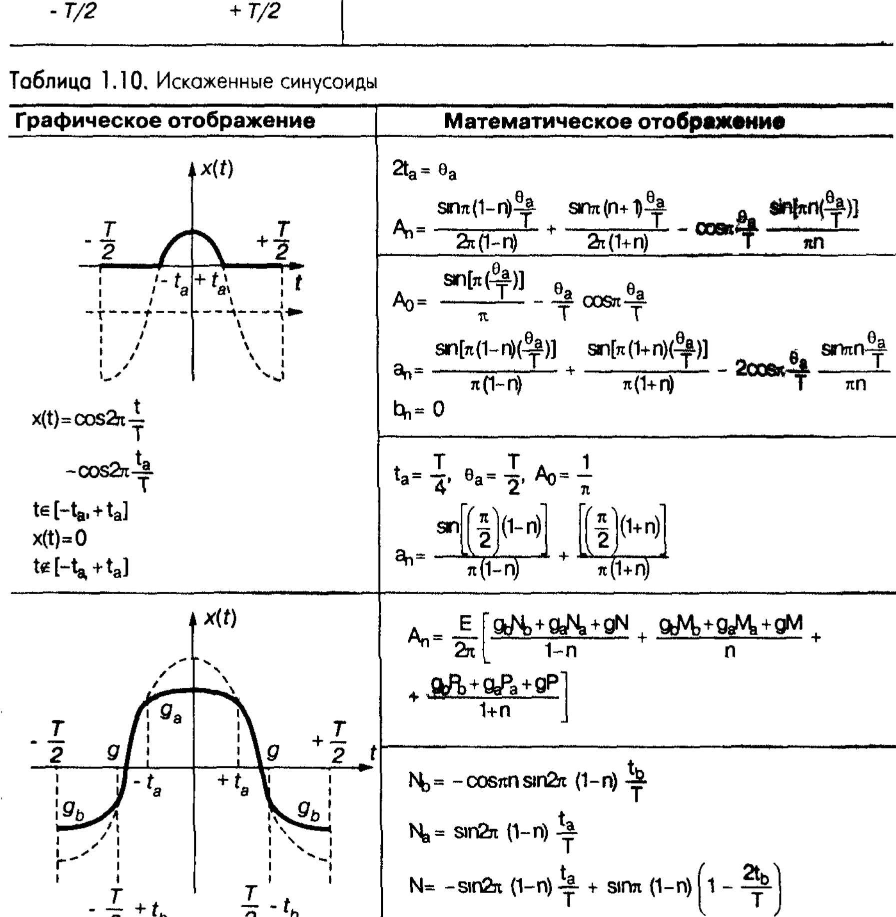


Таблица 1.10. Искаженные синусоиды

Графическое отображение	Математическое отображение
$x(t) = \cos 2\pi \frac{t}{T} - \cos 2\pi \frac{t_a}{T}$ $t \in [-t_a, +t_a]$ $x(t) = 0$ $t \notin [-t_a, +t_a]$	$2t_a = \theta_a$ $A_n = \frac{\sin\pi(1-n)\frac{\theta_a}{T}}{2\pi(1-n)} + \frac{\sin\pi(n+1)\frac{\theta_a}{T}}{2\pi(1+n)} - \cos\pi\frac{\theta_a}{T}\,\frac{\sin[\pi n(\frac{\theta_a}{T})]}{\pi n}$
	$A_0 = \frac{\sin[\pi(\frac{\theta_a}{T})]}{\pi} - \frac{\theta_a}{T}\cos\pi\frac{\theta_a}{T}$ $a_n = \frac{\sin[\pi(1-n)(\frac{\theta_a}{T})]}{\pi(1-n)} + \frac{\sin[\pi(1+n)(\frac{\theta_a}{T})]}{\pi(1+n)} - 2\cos\pi\frac{\theta_a}{T}\,\frac{\sin\pi n\frac{\theta_a}{T}}{\pi n}$ $b_n = 0$
	$t_a = \frac{T}{4},\ \theta_a = \frac{T}{2},\ A_0 = \frac{1}{\pi}$ $a_n = \frac{\sin\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)(1-n)\right]}{\pi(1-n)} + \frac{\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)(1+n)\right]}{\pi(1+n)}$
График: искаженная синусоида с уровнями g_a, g, g_b	$A_n = \frac{E}{2\pi}\left[\frac{g_b N_b + g_a N_a + gN}{1-n} + \frac{g_b M_b + g_a M_a + gM}{n} + \frac{g_b P_b + g_a P_a + gP}{1+n}\right]$
	$N_b = -\cos\pi n \sin 2\pi(1-n)\frac{t_b}{T}$ $N_a = \sin 2\pi(1-n)\frac{t_a}{T}$ $N = -\sin 2\pi(1-n)\frac{t_a}{T} + \sin\pi(1-n)\left(1 - \frac{2t_b}{T}\right)$

Таблица 1.10. Искаженные синусоиды (окончание)

Графическое отображение	Математическое отображение
$x(t)=Eg_b\cos\omega t+E(g_b-g)\cos\omega t_b$ для $t\in\left[-\frac{T}{2},-\frac{T}{2}+t_b\right]$, $t\in\left[+\frac{T}{2}-t_b,+\frac{T}{2}\right]$ $x(t)=Eg\cos\beta\omega t$ для $t\in\left[-\frac{T}{2}+t_b,-t_a\right]$, $t\in\left[+t_a,+\frac{T}{2}-t_b\right]$ $x(t)=Eg_a\cos\omega t+E(g-g_a)\cos\omega t_a$ для $t\in[-t_a,+t_a]$	$P_b=-\cos\pi n\sin2\pi(1+n)\frac{t_b}{T}$ $P_a=\sin2\pi(1+n)\frac{t_a}{T}$ $P=-\sin2\pi(1+n)\frac{t_a}{T}+\sin\pi(1+n)\left(1-\frac{2t_b}{T}\right)$
	$a_0=2A_0\quad M_a=N_a-P_a$ $a_n=2A_n\quad M_b=N_b-P_b$ $b_n=0\quad M=-M_a-M_b$
$x(t)$; t; $-\frac{T}{2}$; $+\frac{T}{2}$; $-t_a$; $+t_a$; $-\frac{T}{2}+t_b$; $+\frac{T}{2}-t_b$ Псевдосимметричные ограничители $g_b=0,\ g_a=0,\ g\neq0$	$A_n=\frac{gE}{2\pi}\left[\frac{N}{1-n}+\frac{P}{1+n}\right]+\frac{gEM}{2\pi n}$
	$A_0=\frac{g}{\pi}E\left[-\sin2\pi\frac{t_a}{T}+\sin2\pi\frac{t_b}{T}\right]+$ $+2gE\left[\frac{t_a}{T}\cos\frac{2\pi t_a}{T}-\frac{t_b}{T}\cos\frac{2\pi t_b}{T}\right]$ $a_n=\frac{gE}{\pi}\left[\frac{N}{1-n}+\frac{P}{1+n}\right]+\frac{gEM}{\pi n}$ $b_n=0$

1.2.3. Операционное исчисление

Определения

Функции времени f(t) соответствует функция F(p) комплексного аргумента p, которая называется *образом Лапласа* (изображением):

$$F(p)=\int_0^{+\infty}f(t)\,e^{-pt}\,dt. \tag{1.40}$$

Двустороннее преобразование Лапласа определяется формулой

$$F(p)=\int_{-\infty}^{+\infty}f(t)\,e^{-pt}\,dt. \tag{1.41}$$

Примем следующие обозначения:

$$F(p)\overset{\bullet}{\longleftarrow}f(t),$$

где F(p) – образ функции f(t);

$$f(t) \leftarrow\!\!\bullet\; F(p),$$

где f(t) – оригинал F(p).

Оригинал вычисляется с помощью интеграла

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j}\int F(p)e^{pt}dp. \qquad (1.42)$$

Интеграл берется по прямой, идущей от $p = \lambda - j\,\infty$ до $p = \lambda + j\,\infty$, оставляя с левой стороны все особые точки функции.

Для проведения вычислений обычно используют единичную ступеньку (функцию Хевисайда) и импульс Дирака (дельта-функцию).

Единичная ступенька

$\Upsilon(t) = 0$ при $t < 0$;
$\Upsilon(t) = 1$ при $t > 0$ (рис. 1.11).

Прямоугольный сигнал $r_\theta(t)$ (см. рис. 1.12):

$r_\theta(t) = 0$ при $t < -\theta/2$ и $t > +\theta/2$;
$r_\theta(t) = 1$ при $-\theta/2 < t < +\theta/2$;

$$r_\theta(t) = \Upsilon(t + \theta/2) - \Upsilon(t - \theta/2). \qquad (1.43)$$

Сигнал $r_\theta(t)/\theta$ имеет единичную площадь. Пределом этого сигнала при $\theta \to 0$ является импульс Дирака $\delta(t)$.

В общем случае

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\varphi(t)\delta(t - t_a)dt = \varphi(t_a)$$

при условии, что $\varphi(t)$ не имеет особенностей.

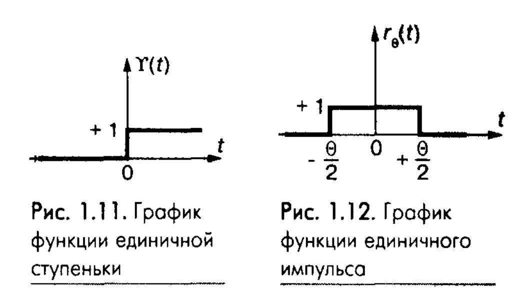


Рис. 1.11. График функции единичной ступеньки

Рис. 1.12. График функции единичного импульса

Одностороннее преобразование Лапласа

Ниже будет рассмотрено так называемое *одностороннее преобразование Лапласа*, которое вычисляется по формуле (1.40). Другими словами, будем

считать, что все оригиналы умножаются на функцию Хевисайда. Напомним, что изображения являются функциями комплексного аргумента

$p = \sigma + j\omega$.

В табл. 1 11–1.13 соответственно представлены:

- образы элементарных функций;
- соответствие между основными операциями в области оригиналов и изображений;
- образы часто рассматриваемых функций, которые можно найти, используя табл. 1.11 и 1.12.

Таблица 1.11. Трансформанты основных функций

Функция	Трансформанта
$\delta(t)$	1
$\Upsilon(t)$	$1/p \quad \sigma > 0$
$\Upsilon(-t)$	$-1/p \quad \sigma < 0$
e^{-at}, $\forall a$ комплексное $a \in C$	$1/(p+a) \quad \sigma > -\operatorname{Re} a$
$t^n e^{-at}$, $\forall n$ действительное $\geqslant 0$	$n1/(p+a)^{n+1} \quad \sigma > -\operatorname{Re} a$
$\Sigma\delta(t-nT)$, n целое, $n \in N$	$1/1(1-e^{-pT}) \quad \sigma > 0$

Таблица 1.12. Основные зависимости

$f(t) \longleftarrow F(p)$ **Операция**	$g(t) \longleftarrow G(p)$ **Зависимость**
Линейная комбинация	$\sum a_i f_i(t) \longleftarrow \sum a_i F_i(p)$
Смещение оригинала	$f(t-t_a) \longleftarrow F(p)e^{pt_a}$
Смещение изображения	$e^{at} f(t) \longleftarrow F(p+a)$
Дифференцирование оригинала	$f'(t) \longleftarrow pF(p)$
Интегрирование оригинала	$\int_0^t f(x)\,dx \longleftarrow F(p)/p$
Свертка	$f(t),\ g(t) \longleftarrow F(p)G(p)$
Умножение оригиналов	$f(t)g(t) \longleftarrow \frac{1}{2\pi j}\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s)G(p-s)\,ds$

Таблица 1.13. Обычные функции

Функция	Трансформанта
$e^{j\omega_0 t}$	$1/(p-j\omega_0), \quad \sigma > 0$
$\cos\omega_0 t$	$p/(p^2+\omega_0^2), \quad \sigma > 0$

Таблица 1.13. Обычные функции (окончание)

Функция	Трансформанта
$\sin \omega_0 t$	$\omega_0 / (p^2 + \omega_0^2)$, $\sigma > 0$
$e^{-at}(\cos \omega_0 t + \varphi)$, $\forall a$ re	$\frac{(p+a)\cos\varphi - \omega_0 \sin\varphi}{(p+a)^2 + \omega_0^2}$, $\sigma > -a$
$t \cos \omega_0 t$	$(p^2 - \omega_0^2) / (p^2 + \omega_0^2)^2$
$t \sin \omega_0 t$	$2\omega p / (p^2 + \omega_0^2)^2$

Основные методы анализа

Допустим, что рассматриваемая система линейна, **e(t) – входной сигнал,** s(t) – выходной сигнал (отклик).

Тогда в общем случае запишем:

$$B_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} + \cdots + B_1 \frac{ds(t)}{dt} + B_0 s(t) = A_m \frac{d^m e(t)}{dt} + \cdots + A_1 \frac{de(t)}{dt} + A_0 e(t),$$

где B_n, ... B_1, B_0;

A_m, ... A_1, A_0 – постоянные коэффициенты.

Заменяя e(t), s(t) и их производные на соответствующие изображения по Лапласу, при нулевых начальных условиях получим:

$$S(p) = \frac{A_m p^m + \cdots + A_1 p + A_0}{B_n p^n + \cdots + B_1 p + B_0} E(p).$$

Если начальные условия не являются нулевыми

$$s(0) = s_0,\ \frac{ds}{dt}(0) = s'_0, \ldots,\ \frac{ds^{n-1}}{dt^{n-1}}(0) = s_0^{n-1},$$

$$e(0) = e_0,\ \frac{de}{dt}(0) = e'_0, \ldots,\ \frac{de^{m-1}}{dt^{m-1}}(0) = e_0^{m-1},$$

тогда

$$S(p) = \frac{A_m p^m + \ldots + A_1 p + A_0}{B_n p^n + \ldots + B_1 p + B_0} E(p) + \frac{B_n p^{n-1} + \ldots + B_1}{B_n p^n + \ldots + B_0} s_0 + \cdots +$$

$$+ \frac{B_n}{B_n p^n + \ldots + B_0} s_0^{n-1} - \frac{A_m p^{m-1} + \ldots + A_1}{B_n p^n + \ldots + B_0} e_0 - \cdots - \frac{A_m}{B_n p^n + \ldots + B_0} e_0^{m-1}$$

Согласно теореме о начальном значении при $m \leqslant n$

$$s(0) = \lim_{t \to 0} s(t) = \lim_{p \to \infty} pS(p).$$

Конечное значение

$$s(\infty) = \lim_{t\to\infty} s(t) = \lim_{p\to 0} pS(p).$$

1.2.4. Погрешности

Разложение функций в конечный ряд

В электронике широко используются различные аппроксимации, в том числе и разложение функции в ряд с ограниченным числом членов.

Если рассматривается реальный физический процесс, то описывающая его функция f(x), как правило, несколько раз дифференцируема по x в точке $x = x_0$ Тогда она может быть разложена в ряд в окрестности точки x_0 по формуле Тейлора

$$f(x) = f(x_0) + (x - x_0) f'(x_0) + \ldots + \frac{(x - x_0)^n}{n!} f^n(x_0) + \varepsilon (x - x_0)^n,$$

где $\varepsilon \to 0$ при $x \to x_0$

Примеры разложения часто используемых функций для $\mathbf{x_0 = 0}$ **(ряд** Маклорена) представлены в табл. 1 14.

Таблица 1 14. Разложение функций в ряд

Функция	Разложение
e^x	$1 + x + \frac{x^2}{2!} + \quad + \frac{x^n}{n!} + \varepsilon x^n$
sin x	$x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} + \quad + x - {}^n \frac{x^{2n+1}}{(2n+1)!} + \varepsilon\ {}^{2n+2}$
cos x	$1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} + \quad + (-1)^n \frac{x^{2n}}{2n!} + \varepsilon x^{2n+1}$
$(1 + x)^m$	$1 + mx + \quad + \frac{m(m-1) \quad (m-n+1)}{n!} x^n + \varepsilon x^n$
$\frac{1}{1-x}$	$1 + x + x^2 + \quad + x^n + \varepsilon x^n,\ \varepsilon = \frac{x}{1-x}$
ln (1 – x)	$-x - \frac{x^2}{2} - \frac{x^3}{3} - \ldots - \frac{x^n}{n} + \varepsilon x^n$

Виды погрешностей

Известны три основных вида погрешностей, различающиеся по происхождению и характеру:

- случайные,
- систематические;
- методические погрешности.

Случайные погрешности связаны с разбросом характеристик приборов, наблюдателем, методами измерения и должны рассматриваться как случайные величины.

Систематические погрешности могут возникать из-за температурного или вызванного каким-либо другим физическим процессом дрейфа характеристик, в результате чего происходит более или менее систематический сдвиг результатов измерений В этом случае следует считать, что величина ошибки частично определена.

Методические погрешности в основном могут быть вызваны приближенными формулами, а также упрощением рассматриваемых физических моделей Такие ошибки характеризуются появлением погрешности измерений, знак и максимальная величина которой точно определены Обычно ошибки влекут за собой паразитные отклики, искажения формы выходного сигнала, а также появление ложных сигналов

Случайные погрешности

Обычно различают два типа погрешностей:

- абсолютная погрешность – отклонение от истинного значения: она имеет ту же размерность, что и сама величина,
- относительная погрешность – безразмерная величина, характеризующая отклонение от истинного значения по отношению к некоторому номинальному значению.

Таким образом, если X – это результат измерения, а X_n – соответствующая номинальная величина (или истинное значение), то
абсолютная погрешность

$$\Delta X = X - X_n, \quad (1.45)$$

относительная погрешность

$$\varepsilon = \Delta X / X_n \approx \Delta X / X. \quad (1\ 46)$$

Оценку доверительного интервала для измеряемой величины можно проводить двумя различными методами В первом случае обозначают верхний предел абсолютной погрешности, во втором – максимальную величину относительной погрешности При этом подразумевается, что истинное значение величины находится в пределах этого интервала с некоторой заранее заданной вероятностью, например

$|\Delta X| \leqslant x$ с вероятностью >99,8%

$|\varepsilon| \leqslant \eta$ с вероятностью >99,8%

На практике для доверительных интервалов задают вероятности 99,5...97,5%. В спецификациях чаще всего указывают величину погрешности, обеспечивающую наибольшую вероятность. Эту величину можно оценить статистически.

Часто используется среднеквадратическая погрешность:

$$\overline{\Delta X}^2 = x^2, \quad \bar{\varepsilon}^2 = \sigma^2 \tag{1.47}$$

при $\overline{\Delta X} = 0$, $\bar{\varepsilon} = 0$.

Пусть Y = F (A, B, C) – функция трех переменных A, B, C, для которых заданы абсолютные ΔA, ΔB, ΔC или относительные ε_A, ε_B, ε_C погрешности.

Для определения погрешности Y, как правило, удобнее всего оценить относительную ошибку. Будем считать, что

$$A = A_n(1+\varepsilon_A), \quad B = B_n(1+\varepsilon_B)$$
$$C = C_n(1+\varepsilon_c), \quad Y_n = F(A_n, B_n, C_n),$$

где Y_n – номинальное значение Y.

Разложим

$$Y = F\left[A_n(1+\varepsilon_A), B_n(1+\varepsilon_B), C_n(1+\varepsilon_C)\right]$$

по трем переменным ε_A, ε_B, ε_C, ограничивая разложение членами первого порядка, при условии, что

$$|\varepsilon_A| \le 0{,}1; \quad |\varepsilon_B| \le 0{,}1; \quad |\varepsilon_C| \le 0{,}1.$$

После несложных выкладок получим

$$\begin{cases} Y = Y_n\left[1 + K_A\varepsilon_A + K_B\varepsilon_B + K_C\varepsilon_C\right]; \\ Y = Y_n\left[1 + \varepsilon_Y\right]. \end{cases} \tag{1.48}$$

Результат может быть представлен в трех **видах**:

- среднеквадратическая погрешность Y

$$\sigma_Y^2 = K_A^2\sigma_A^2 + K_B^2\sigma_B^2 + K_C^2\sigma_C^2, \tag{1.49}$$

где $\sigma^2{}_A$, $\sigma^2{}_B$, $\sigma^2{}_C$ – среднеквадратические **погрешности, относящиеся** к A, B, C;

- доверительные интервалы

$$\eta_Y = \sqrt{K_A^2\eta_A^2 + K_B^2\eta_B^2 + K_C^2\eta_C^2}, \quad (1.50)$$

где η_Y, η_A, η_B, η_C – доверительные интервалы для Y, A, B и C, которые оцениваются с той же вероятностью;

- предельная погрешность

$$\eta_Y = K_A\eta_A + K_B\eta_B + K_C\eta_C. \quad (1.51)$$

Вероятность, связанная с η_Y, выше, чем в предыдущем случае, но использование этого упрощенного выражения часто обосновано, когда количество переменных невелико. Таким образом, для общего случая запишем:

$$Y = \frac{A_1(1+\varepsilon_1)+\ldots+A_p(1+\varepsilon_p)}{B_1(1+\varepsilon'_1)+\ldots+B_n(1+\varepsilon'_n)} = \frac{\sum^p A_j(1+\varepsilon_j)}{\sum^n B_j(1+\varepsilon'_i)}.$$

Получим:

$$Y = \frac{\sum A_j}{\sum B_j}\,\frac{1+\sum Aj\varepsilon j/\sum Aj}{1+\sum Bi\varepsilon'_i/\sum B_i},$$

$$Y = Y_n\left[1+\left(\frac{\sum A_j\varepsilon_j}{\sum A_j} - \frac{\sum B_i\varepsilon'_i}{\sum B_i}\right)\right],$$

$$Y = Y_n\left[1+\varepsilon_y\right],$$

$$Y_n = \frac{\sum A_j}{\sum B_j},\ \varepsilon_y = \frac{\sum A_j\varepsilon_j}{\sum A_j} - \frac{\sum B_i\varepsilon'_i}{\sum B_i}. \quad (1.52)$$

Систематические погрешности

Рассмотрим пример, в котором переменная X подвержена воздействию возмущающей величины U. Чтобы охарактеризовать восприимчивость X к U, следует определить коэффициент чувствительности

$$C_x = (1/\Delta U)(\Delta X/X).$$

Например, величина сопротивления R резистора зависит от температуры; при этом часто используют коэффициент чувствительности, выражаемый в процентах на градус Цельсия:

$$C_R = (1/\Delta T)(\Delta R/R).$$

Общее выражение для X, если учитывать влияние величины U, таково:

$$X = X_n(1+\varepsilon_X)[1+C_X(U-U_0)],$$

где ε_x – относительная погрешность X;

X_n – номинальное значение X при $U = U_0$.

Если величина C_x известна с абсолютной погрешностью ΔC_x, то

$$X = X_n(1+\varepsilon_X)[1+(C_X+\Delta C_X)(U-U_0)].$$

Если

$$|\varepsilon_X| \le 0{,}1$$

$$|C_X(U-U_0)| << 1$$

$$|\Delta C_X(U-U_0)| \le 0{,}1,$$

то получим

$$X = X_n[1+C_X(U-U_0)]\left[1+\varepsilon_X+\frac{\Delta C_X(U-U_0)}{1+C_X(U-U_0)}\right]. \qquad (1.53)$$

Наиболее распространенные возмущающие величины – температура и напряжение питания.

Методические погрешности

Рассмотрим величину Z, которая является функцией двух переменных X и Y. Идеальный отклик, на который не влияет ошибка, задается формулой

$$Z = A\,F\,(X, Y) + B,$$

где B может иметь нулевое значение.

Если отклик не является идеальным, то в наиболее общем случае имеет место следующее соотношение:

$$Z = A(1+\varepsilon_A)F(X+X_d, Y+Y_d)+B(1+\varepsilon_B)+f_p(X,Y), \qquad (1.54)$$

где ε_A, ε_B – относительные погрешности A и B;

X_d, Y_d, $f_p(X, Y)$ – аддитивные погрешности.

1.2.5. Распределение Гаусса

Пусть x – случайная величина, отвечающая закону распределения Гаусса.

Вероятность того, что значение этой величины окажется не больше X, выражается с помощью так называемой *функции распределения*:

F (X) = вероятность $x \leqslant X$.

Плотность вероятности p(x) определяется по формулам:

$p(x) = dF / dx$

и

$$p(x) = \frac{1}{\left(2\pi\sigma^2\right)^{1/2}} \exp\left(-x^2/2\sigma^2\right), \quad (1.55)$$

где σ^2 – дисперсия;

σ – стандартное отклонение (среднеквадратическая погрешность).

С другой стороны, введя нормализованные переменные, получим

$$F(U) = \int_{-\infty}^{U} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-u^2/2\right) du$$
$$u = x/\sigma,\ U = X/\sigma. \quad (1.56)$$

Вероятность того, что $X_1 < x < X_2$, задается следующим соотношением:

$$F(X_2) - F(X_1) = \int_{X_1}^{X_2} p(x) dx.$$

Математическое ожидание x (среднее значение) обозначается **E(x)** и определяется по формуле:

$$E(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} x p(x) dx.$$

В рассматриваемом случае имеем:

$$E(x) = 0,\quad E\left(x^2\right) = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx = \sigma^2.$$

При E(x) = a

$$p(x) = \frac{1}{\left(2\pi\sigma^2\right)^{1/2}} \exp\left[-(x-a)^2/2\sigma^2\right],$$

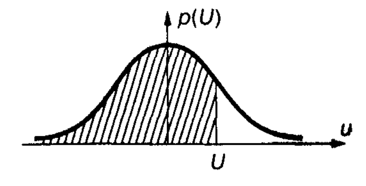


Рис. 1.13. Закон Лапласа–Гаусса

где

$$E(x-a)^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x-a)^2 \, p(x) \, dx = \sigma^2 .$$

Таблица 1.15. Нормальное (гауссово) распределение

F (U) = вероятность u < U или x < X				u = x/s	U = X/s
U	**F (U)**	**U**	**F (U)**	**U**	**F(U)**
0	0,500 00	1,0	0,841 34	2,0	0,977 25
0,1	0,539 83	1,1	0,864 33	2,1	0,982 14
0,2	0,579 26	1,2	0,884 93	2,2	0,986 10
0,3	0,617 91	1,3	0,903 20	2,3	0,989 28
0,4	0,655 42	1,4	0,919 24	2,4	0,991 80
0,5	0,691 46	1,5	0,933 19	2,5	0,993 79
0,6	0,725 75	1,6	0,945 20	2,6	0,995 34
0,7	0,758 04	1,7	0,955 43	2,7	0,996 53
0,8	0,78814	1,8	0,964 07	2,8	0,997 44
0,9	0,815 94	1,9	0,971 28	2,9	0,998 13
				3,0	0,998 66

ГЛАВА 2. ЭЛЕКТРОРАДИОМАТЕРИАЛЫ И ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

2.1. Проводники, диэлектрики и полупроводники

2.1.1. Электрон в вакууме

На частицу, обладающую зарядом q и имеющую скорость **v**, со стороны электрического поля **E** и магнитной индукции **B** действует сила

$$F = q\left[\mathbf{E} + \mathbf{v} \wedge \mathbf{B}\right]. \qquad (2.1)$$

Действие силы тяжести при этом не учитывается.

Если **B** = 0, то уравнение (2.1) можно записать так:

$$m\,(d^2\mathbf{r} / dt^2) = q\,\mathbf{E}, \qquad (2.2)$$

где m – масса частицы;

r = (x, y) – ее координаты.

Рассмотрим заряд, выпущенный со скоростью $\mathbf{v}_0$ и попадающий в пространство, где действует электрическое поле **E** (рис. 2.1), силовые линии которого параллельны двум плоскостям P1 и P2, ограничивающим данное пространство.

Тогда траектория, описываемая частицей, имеет параболический вид при $x \in [0, \ell_1]$, и прямолинейна при $x > \ell_1$.

Предположим, что при t = 0 координата y = 0, в этом случае:

$\mathbf{OM}_1 = (q/2m)t_1^2\mathbf{E} + t_1\mathbf{v}_0$ при $t_1 = \ell_1 / v_0$,

$\mathbf{OM}_2 = \left(-t_1^2/2 + t_1 t_2\right) q/m\mathbf{E} + \mathbf{v}_0 t_2$ при $t_2 = \ell_2 / v_0$.

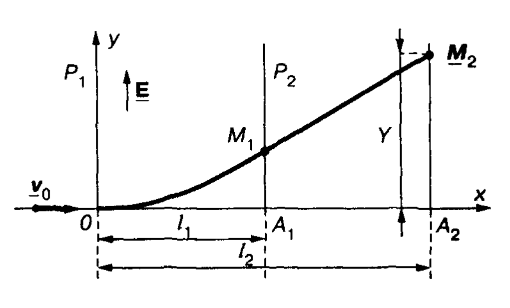


Рис. 2.1. Схема прохождения заряженной частицы через область пространства с электрическим полем E

Таким образом, если частица ударяется об экран, параллельный линиям электрического поля, расположенный на расстоянии l_2 от начала координат 0, то ее смещение $|A_2 M_2|$ = Y задается формулой

$$Y = q(E/m)(1/v_0^2)l_1(l_2 - l_1/2). \qquad (2.3)$$

Далее предположим, что **E** = 0 и **B** ≠ 0; тогда уравнение (2.1) принимает вид

$$\mathbf{F} = m(d^2\mathbf{M}/dt) = q(d\mathbf{M}/dt)\wedge\mathbf{B}. \qquad (2.4)$$

Будем считать, что $\mathbf{v} = \mathbf{v}_0$, $M = M_0$. При t = 0 (рис. 2.2) и постоянной индукции B, если вектор скорости $\mathbf{v}_0$ перпендикулярен вектору **B**, то можно найти такую точку O, для которой

$$\mathbf{v}_0 = (q/m)\mathbf{OM}_0\wedge\mathbf{B}. \qquad (2.5)$$

Тогда

$$d\mathbf{M}/dt = (q/m)\mathbf{OM}\wedge\mathbf{B} \Rightarrow \mathbf{OM}(d\mathbf{M}/dt) = 0 \Rightarrow \mathbf{OM}^2 = \mathbf{OM}_0^2 = R^2. \qquad (2.6)$$

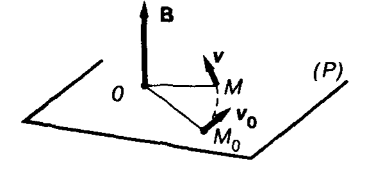


Рис. 2.2. Движение заряженной частицы по окружности под действием магнитного поля

Это значит, что точка M описывает окружность с центром O и радиусом **R** в плоскости P, перпендикулярной линиям магнитной индукции **B**, с постоянной скоростью $v_0 = \omega R$, где ω – угловая скорость.

Отношение

$$|d\mathbf{M}/dt| = (q/m)|\mathbf{OM}\wedge\mathbf{B}|,$$

полученное из (2.6), можно записать в виде

$$\omega R = (q/m)RB \Rightarrow \omega = qB/m. \qquad (2.7)$$

2.1.2. Проводники и диэлектрики

Протекание тока вызывается действительным или мнимым упорядоченным движением носителей положительного или отрицательного электрического заряда. Различают два типа проводимости. электронную, если носители заряда – электроны, и ионную, если носители заряда – ионы.

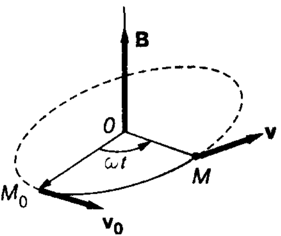


Рис. 2.3. Траектория движения заряженной частицы в магнитном поле

Как известно, *ионом* называется атом (группа атомов), потерявший один или несколько электронов (положительный ион) или принявший дополнительные электроны (отрицательный ион).

Материал, в котором отсутствуют свободные носители заряда, называется *изолятором*.

В металле электроны, расположенные на внешних оболочках атомов, слабо связаны с ядрами и свободно перемещаются под воздействием электрического поля.

Ионная проводимость появляется в электролитах или в газовых средах. В последнем случае нейтральные молекулы газа должны быть ионизованы. Ионизация молекул газа может происходить под действием сильного излучения или бомбардировки заряженными частицами, а также при высокой температуре.

Если заряд q с массой m подвергается воздействию электрического поля **E** в некоторой среде, то

$$m\,(d\mathbf{v} / dt) + k\mathbf{v} = q\mathbf{E}, \qquad (2.8)$$

где **v** – средняя скорость носителя заряда;

k – коэффициент сопротивления.

Решение дифференциального уравнения (2.8) можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} \mathbf{v} = \mathbf{v}_0\left(1 - e^{-t/\tau}\right) \\ \mathbf{v} = \left(qE/k\right)\left(1 - e^{-t/\tau}\right), \end{cases} \qquad (2.9)$$

где *постоянная времени* $\tau = m/k$.

В установившемся режиме

$$\mathbf{v} = (q / k)\,\mathbf{E} = \mu\mathbf{E}, \qquad (2.10)$$

где μ – подвижность частицы.

Предположим, что N – это число зарядов на единицу объема материала, используемого в качестве проводника электрического тока.

Плотность тока j в результате перемещения N зарядов в единице объема проводника, определяется по следующей формуле:

$$j = Nqv = \mu Nq\mathbf{E}. \qquad (2.11)$$

Так как $j = \gamma \mathbf{E}$, то удельная электропроводность γ задается формулой

$$\gamma = \mu Nq.$$

2.1.3. Полупроводники

Большинство полупроводниковых материалов изготавливается на основе *германия* или *кремния*.

Атомы германия и кремния имеют на внешней оболочке четыре валентных электрона, которые играют определяющую роль в формировании кристаллической структуры. Они образуют валентные пары, соединяющие соседние атомы кристалла.

Если кристалл германия или кремния абсолютно чистый, его считают *беспримесным*. Полупроводник при достаточно низких температурах ведет себя как изолятор.

При повышении температуры некоторые валентные электроны покидают свое место и становятся свободными, то есть не связанными с каким-либо конкретным атомом. Они обеспечивают *электронную проводимость* кристалла. Соответственно электрон, покинувший валентную пару, оставляет после себя свободное место – *дырку*, которая ведет себя как положительный заряд.

При нагревании в чистом полупроводнике появляется n электронов и p дырок на единицу объема, их концентрации при этом равны: n = p. Процесс образования беспримесных носителей в нагретом полупроводнике называется термогенерацией.

Таблица 2.1. Формулы для беспримесных полупроводников

Символ и формула	Определение
$np = n_i^2$	n_i – концентрация собственных носителей,
$n_i^2 = N_c N_v \exp(-E_G/kT)$	E_G – ширина запрещенной зоны,
$N_c = 2\frac{[2\pi m_n kT]^{3/2}}{h^3}$	k – постоянная Больцмана 1,38 × 10^{-23} Дж/К,
$N_v = 2\frac{[2\pi m_p kT]^{3/2}}{h^3}$	T – температура в кельвинах,
	m_n – масса электрона,
	m_p – масса дырки,
	h – постоянная Планка 6,62 × 10^{-34} Дж/Гц

Величину n_i называют *концентрацией беспримесных носителей* и относят к числу атомов германия или кремния на кубический метр (порядка 10^{28}).

Учитывая строение кристалла, некоторые атомы германия или кремния можно заменить атомами, имеющими подобные геометрические размеры, но слегка отличающимися по валентности, например с валентностью 3 или 5.

Таблица 2.2 Численные значения для германия и кремния при 300 K

Величина	Германий	Кремний
E_G	0,72 eV	1,12 eV
n_i	$10^{19}/m^3$	$10^{16}/m^3$
m_n	0,55 m	1,1 m
m_p	0,35 m	0,55 m
m – масса электрона = $0{,}91 \times 10^{-30}$ кг, eV – электрон-вольт		

Если в чистый полупроводник ввести элементы с валентностью 5, например, сурьму, мышьяк, висмут, фосфор, то в каждом атоме рассматриваемого элемента четыре электрона используются в кристаллических соединениях и остается один слабо связанный с атомом. Этот электрон легко покидает свой атом и становится свободным носителем заряда. Такое вещество называется *примесью n-типа* или *донором*, поскольку оно является поставщиком отрицательных зарядов.

Если, наоборот, в чистый полупроводник примешиваются элементы с валентностью 3, такие как бор, алюминий, галлий, индий, то в каждом атоме рассматриваемого элемента три валентных электрона образуют валентные пары с электронами соседних атомов, и появляется одна незаполненная вакансия, которая ведет себя как дырка. Такие трехвалентные вещества называются *примесями p-типа* или *акцепторами*.

При невысокой температуре электропроводность примесного полупроводника обусловлена только носителями одного знака: электронами, если используется полупроводник n-типа, и дырками, если используется полупроводник p-типа.

При повышении температуры благодаря термогенерации свободных носителей заряда обоих знаков в электропроводности начинают принимать участие и электроны, и дырки. Но основной вклад в этот процесс вносят *примесные* носители заряда, концентрация которых больше, поэтому они называются *основными* (электроны в полупроводнике n-типа и дырки в полупроводнике p-типа). Носители противоположного знака, образовавшиеся в результате термогенерации, называются *неосновными* (дырки в полупроводнике n-типа и электроны в полупроводнике p-типа).

В табл. 2.3 приведены основные формулы, относящиеся к примесным полупроводникам.

Таблица 2.3 Концентрация носителей в примесных полупроводниках

Символ и формула	Определение
N_A	Концентрация акцепторов
N_D	Концентрация доноров
p_A	Концентрация неионизированных акцепторов (электрически нейтральные акцепторы)
n_D	Концентрация неионизированных доноров (электрически нейтральные доноры)
$p + N_D - n_D = n + N_A - p_A$	Полупроводник электрически нейтральный
$np = n_i^2 = N_c N_v \exp(-E_G/KT)$	Полупроводник в равновесии
$p + N_D = n + N_A$	Температура, достаточная для ионизации всех доноров и акцепторов
$p = n_i^2/(N_D - N_A)$	$p \ll n$, полупроводник n-типа
$n = n_i^2/(N_A - N_D)$	$n \ll p$, полупроводник p-типа

Носители заряда беспорядочно движутся, причем движение сопровождается многочисленными столкновениями

Под воздействием электрического поля электроны и дырки перемещаются со скоростями v_n и v_p Средний промежуток времени, разделяющий два последующих столкновения, называется *временем релаксации* τ_n и τ_p.

Интересная разновидность полупроводника – составной полупроводник III–V, арсенид галлия (AsGa), где мышьяк имеет валентность 5, а галлий – 3.

Таблица 2.4. Удельная проводимость и подвижность

Символ и формула	Определение		
$\mathbf{v}_n = \mu_n \mathbf{E}$	$\mathbf{v}_n$ – скорость электрона, μ_n – подвижность электрона,		
$\mathbf{v}_p = \mu_p \mathbf{E}$	$\mathbf{v}_p$ – скорость дырки, μ_p – подвижность дырки		
$\mu_n = -q\,\tau_n/m_n$	τ_n – время релаксации электрона, τ_p – время релаксации дырки,		
$\mu_p = q\,\tau_p/m_p$	q – величина заряда электрона = $1{,}6 \times 10^{-19}$ Кл		
$\mathbf{j} = q\,(p\,\mu_p + n\,\mu_n)\,\mathbf{E}$	**j** – плотность электрического тока, p – концентрация дырок,		
$\gamma = q\,(p\,\mu_p + n\,\mu_n)$	n – концентрация электронов, γ – удельная проводимость полупроводника		
Подвижность, м/с	Ge	Si	AsGa
μ_n, μ_p	0,38, 0,19	0,12, 0,05	0,90, 0,05

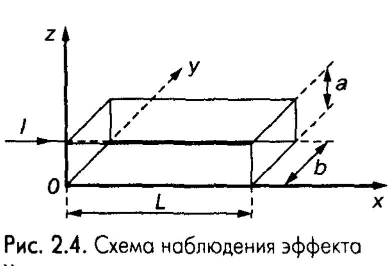


Рис. 2.4. Схема наблюдения эффекта Холла

С помощью эффекта Холла можно определить знак носителей заряда, участвующих в проводимости, то есть тип полупроводника. Для наблюдения эффекта Холла необходимо поместить полупроводниковый кристалл (рис 2.4), по которому протекает ток I, в магнитное поле **B** Расположим кристалл в ортонормированной системе координат Oxyz с единичными векторами: **x**, **y**, **z** (рис. 2 5)

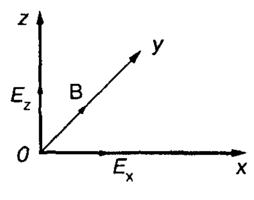


Рис 2.5. Система координат, используемая при наблюдении эффекта Холла

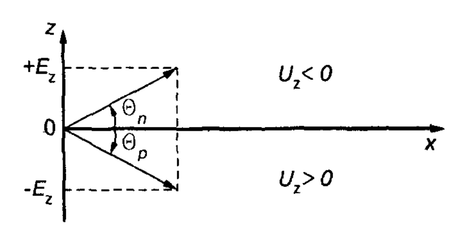


Рис. 2 6. Диаграмма углов Холла

Магнитная индукция и напряженность электрического поля

$\mathbf{B} = B_y\mathbf{y}$, $\mathbf{E} = E_x\mathbf{x} + E_y\mathbf{y}$,

при этом E_x зависит от тока I. Эффект Холла вызывает появление E_z.

Имеем

$$\frac{m}{\tau}\mathbf{v} = q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \wedge \mathbf{B}).$$

Предположим, что

$$\frac{m}{\tau}v_x = q(E_x - v_z B_y), \ \frac{m}{\tau}v_z = q(E_z + v_x B_y), \ v_y = 0.$$

Согласно выбранной системе координат

$$v_z = 0 \Rightarrow \frac{m}{\tau}v_x = qE_x, \quad E_z = -v_x B_y$$

или

$$j_x = \rho v_x = Nqv_x = I / S,$$

где $\mathbf{S} = ab$.

Далее получим

$$E_z = (-I / Nqab)B_y,$$

$$U_z = (I / aN_q)B_y = -bE_z,$$

где U_z – разность потенциалов между z = + a и z = 0.

Углы Холла θ_n и θ_p можно определить по формулам

$$\operatorname{tg}\theta_n = -E_z / E_x = -\left(-q\frac{\tau}{m}\right)B_y$$

$$\operatorname{tg}\theta_p = +E_z / E_x = -\left(+q\frac{\tau}{m}\right)B_y.$$

2.1.4. Магнитные материалы

В магнитноактивном веществе под воздействием магнитного поля **H** возникает магнитная индукция **B** = μ **H**.

В табл. 2 5 приведены определения основных магнитных величин

Таблица 2.5 Магнитные величины (идеальная магнитная среда)

Величина	Определение и единица	
H – магнитное поле	H, А/м,	
B – магнитная индукция	$B = \mu H$, Тл,	
$\mu = \mu_0 \mu_r$, где μ_r – относительная магнитная проницаемость	$\mu_0 = 4 \pi \times 10^{-7}$ Гн/м	
μ_i – начальная магнитная проницаемость	$\mu_i = \Delta B / \Delta H$ вблизи с $H = 0$	
M, H_i – намагниченность	$B = \mu_0 (H + H_i)$ H_i, А/м	(2 13)
ε или B_i – магнитная поляризация или магнитная индукция	$B = \mu_0 H + B_i$ B_i, Тл	(2 14)
x – магнитная восприимчивость	$x = \mu_r - 1 = H_i/H$	(2 15)

Таблица 2.6. Магнитная восприимчивость

Тип материала	Приблизительное значение
Ферромагнитные тела	100–100 000
Парамагнитные тела (**H** и **H**$_i$ имеют одинаковую направленность)	$0–10^{-3}$, $3,7 \times 10^{-5}$ (для кислорода)
Диамагнитные тела (**H** и **H**$_i$ имеют противоположную направленность)	$-1,5 \times 10^{4}$ (для висмута), -7×10^{-6} (для спирта)
Ферромагнитные тела, ферриты	10–10 000

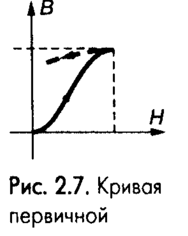


Рис. 2.7. Кривая первичной намагниченности

Если считать, что начальная намагниченность равна нулю, то можно построить кривую намагниченности (рис. 2.7).

Если величина внешнего магнитного поля H попеременно изменяется в пределах от $+H_m$ до $-H_m$, то наблюдается петля *гистерезиса* (рис. 2 8), пересекающая ось абсцисс в двух симметричных точках $+H_c$ и $-H_c$, где H_c представляет собой коэрцитивную силу (напряженность внешнего поля, приводящая к полному размагничиванию).

Петля гистерезиса пересекает ось ординат в двух симметричных точках $+B_r$ и $-B_r$, где B_r – остаточная индукция (в отсутствие внешнего поля).

Если тело из ферромагнитного материала подвергается периодическим изменениям магнитного поля H, то одновременно возникают:

- потери на гистерезис;
- потери на токи Фуко.

Последние образуются из-за токов, возникающих вследствие изменения поля внутри проводящего материала (рис 2 9).

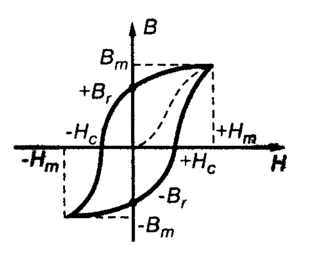


Рис. 2.8. Петля гистерезиса

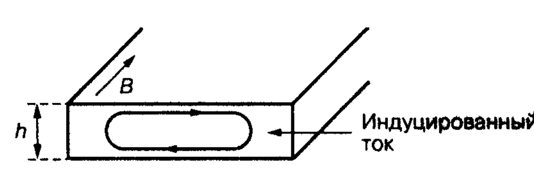


Рис. 2.9. Схема возникновения токов Фуко

При $H \ll H_c$ и при небольших изменениях поля вблизи H_0 и B_0 зависимость намагниченности от внешнего поля имеет рэлеевский вид. Тогда можно записать

$$B - B_0 = \mu_i (H - H_0) + (\alpha / 2)(H - H_0)^2, \qquad (2.18)$$

где α – постоянная Рэлея.

Таблица 2.7 Магнитные потери

Характер и формула		Комментарии
Потери на гистерезис $W_H = \int_0^T H dB$ $P_H = S_H f$	(2 16)	W_H – потери на единицу объема за один цикл, Дж, f_0 – частота, P_H – мощность потерь на гистерезис, Вт, S_H – площадь петли гистерезиса
Потери токов Фуко $P_F = \pi^2 f^2 B^2_m h^2/6\rho$ на единицу объема	(2 17)	$B = B_m \cos \omega t$, $\omega = 2 \pi f$, f – частота, ρ – удельное сопротивление, h – толщина стержня (см рис 2 9), P_F, Вт

2.1.5. Проводники

Хорошими проводниками являются металлы, удельное сопротивление которых составляет примерно 10^{-8} Ом×м (табл. 2.8). В общем случае удельное сопротивление проводников возрастает с увеличением температуры.

$$\rho = \rho_0 (1 + \alpha t).$$

Для многих чистых металлов величина α близка к $1 / 273 = 36{,}6 \times 10^{-4}$, то есть к величине коэффициента расширения газа.

При повышении частоты тока, протекающего по проводнику, его удельное сопротивление возрастает.

Амплитуда плотности переменного тока снижается при удалении от поверхности внутрь проводника; в результате возникает так называемый *скин-эффект* (рис. 2.10).



Рис. 2.10. Скин-эффект

Если обозначить амплитуду плотности тока на поверхности проводника j_0, то на расстоянии z от этой поверхности получим

$$j = j_0 \exp(-z / \delta),$$

$$\delta = 1 / \sqrt{\pi \mu \gamma f}, \qquad (2.19)$$

где δ – глубина, на которой плотность тока убывает в e≈2,7 раз;
μ – магнитная проницаемость проводящей среды;
γ – удельная проводимость;
f – частота.

Таблица 2.8. Значения ρ и α для чистых металлов

Проводник	Удельное сопротивление ρ, Ом·м	α при 20 °С	Точка плавления, °С
Алюминий (99%)	$2,56 \times 10^{-8}$	42×10^{-4}	658
Алюминий (97%)	$2,82 \times 10^{-8}$	40×10^{-4}	658
Серебро мягкое	$1,47 \times 10^{-8}$	40×10^{-4}	960
Серебро	$1,60 \times 10^{-8}$	38×10^{-4}	960
Кадмий	$7,60 \times 10^{-8}$	38×10^{-4}	321
Хром	$2,60 \times 10^{-8}$		1875
Медь	$1,60 \times 10^{-8}$	39×10^{-4}	1083
Медь мягкая (чистая)	$1,56 \times 10^{-8}$	43×10^{-4}	1083
Олово	$11,5 \times 10^{-8}$	42×10^{-4}	232
Железо чистое	9×10^{-8}	62×10^{-4}	1536
Магний	$4,6 \times 10^{-8}$	40×10^{-4}	651
Ртуть	24×10^{-8}	8×10^{-4}	–39
Молибден	$5,7 \times 10^{-8}$	45×10^{-4}	2607
Никель	$12,3 \times 10^{-8}$	50×10^{-4}	1452
Золото	$2,23 \times 10^{-8}$	34×10^{-4}	1063
Платина	11×10^{-8}	37×10^{-4}	1771
Свинец	22×10^{-8}	42×10^{-4}	327
Тантал	$15,5 \times 10^{-8}$	33×10^{-4}	2850
Тунгстен	$5,6 \times 10^{-8}$	45×10^{-4}	3370
Цинк	$5,8 \times 10^{-8}$	37×10^{-4}	419

Таблица 2.9. Значения ρ и α для применяемых сплавов

Сплав	Удельное сопротивление, Ом·м	α при 20 °С
Латунь 70,2 Cu + 29,8 Zn	7×10^{-8}	$0–(10 \times 10^{-4})$
Фосфористая бронза	$8,5 \times 10^{8}$	$6,4 \times 10^{-4}$

Таблица 2.10. Значения ρ для различных материалов

Тип материала	Порядок величины ρ, Ом·м
Проводник	10^{-8}–(2×10^{-7})
Графит	10^{-5}
Полупроводник	10^{-6}–10^{7}
Изолятор	10^{7}–10^{23}

Для цилиндрического полупроводника радиусом a плотность тока $\underline{J}$ на расстоянии r от оси определяется по формуле

$$\underline{J} \approx J_0 \exp[(1 + j)(r - a)/\delta], \text{ если } a / \delta \gg 1. \qquad (2.20)$$

Обычно выполняется

$$R = K \bullet R_0,$$

где R – сопротивление на частоте f;

R_0 – сопротивление на постоянном токе.

Значение K может изменяться от 1 до 10.

Если частота сигнала больше 10 МГц, вместо одного проводника с большой площадью поперечного сечения применяют несколько проводников меньшего сечения. Кроме того, можно заменить цилиндрический проводник на тонкую ленту, чтобы периметр P сечения стал больше.

Сопротивление R такого проводника длиной ℓ вычисляется следующим образом:

$$R = \rho\,\ell / S, \text{ при } S = P\delta = P \big/ \sqrt{\pi\mu\gamma f},$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r = 4\pi \times 10^{-7}\, \mu_r,$$

$$R = \rho\ell\sqrt{4\pi^2\mu_r f \times 10^{-7}} \big/ P\sqrt{\rho}, \quad \pi^2 \times 10^{-7} \approx 10^{-6},$$

$$R = 2\ell \times 10^{-3} \frac{\sqrt{\rho f \mu_r}}{P} \qquad (2.21)$$

для меди

$$\mu_r = 1,\ \rho = 1{,}6 \times 10^{-8},$$

$$R = \frac{2{,}52 \times 10^{-7}\, l\sqrt{f}}{P}. \qquad (2.22)$$

Здесь R измеряется в омах, ℓ и P – в метрах, f – в герцах. Как правило, сечение проводника выбирается таким образом, чтобы допустимая плотность тока составляла 3–5 А/мм^2.

Проводники могут быть неизолированными или изолированными. Обычно в качестве материала проводника используется медь или алюминий.

В табл. 2.11 приведены некоторые спецификации по различным типам проводников, входящие в систему стандартов UTE.

Таблица 2.11. Провода неизолированные и изолированные

Подгруппа	Краткое содержание
30. Общие положения	NF C 30-010: Медь электротехническая NF C 30-201: Обозначение проводников NF C 30-202: Система обозначений NF C 30-203. Размерные характеристики NF C 30-204: Маркировка кабелей
31. Проводники и провода, входящие в электрическую систему	NF C 31-001 – NF C 31-005· Спецификации проводов обмотки NF C 31-023 и NF C 31-023-1, NF C 31-023-2. Обмотка Методы проверок NF C 31-111, NF C 31-122: Неизолированные проводники с прямым круглым сечением NF C 31-240: Медные провода с эмалевым покрытием NF C 31-651 – NF C 31-690: Обмотка. Особые типы. Прямоугольное или круглое сечение NF C 31-800· Сверхпроводящие проводники и провода
32. Изолированные проводники и кабели для установок и оборудования	NF C 32-013: Жилы изолированных кабелей NF C 32-020. Методы испытаний оболочек и кабельных покрытий NF C 32-102 – NF C 32-131: Монтажные проводники и кабели с каучуковой изоляцией NF C 32-201 – NF C 32-220: Монтажные проводники и кабели в ПВХ изоляции
90.1. Компоненты для электроники и телекоммуникаций	NF C 90-130: Коаксиальные кабели для антенн NF C 90-132: Коаксиальные кабели, используемые в распределительных сетях
90.5. Электронные компоненты	NF C 90-540: Амальгамированные проводники для компонентов NF C 90-550: Сплавы, флюсы и абразивные пасты NF C 90-551: Сплавы, флюсы и абразивные пасты для мягкой пайки
93 Пассивные электронные компоненты	NF C 93-021· Крученые соединения NF C 93-023. Соединения с помощью обжима NF C 93-024: Соединения автофиксации NF C 93-025: Соединения, вштампованные в печатные платы
93.4. Элементы соединений	NF C 93-401, книги I–V· Коннекторы для печатных схем NF C 93-404 – книги I–IV· Подложки для микрокорпусов NF C 93-425 – книги I–IX: Многоконтактные коннекторы для встроенных корпусов
93.8. Оптические волокна	NF C 93-810: Пара коннекторов для световодов и оптических кабелей NF C 93-811 – NF C 93-814: Элементы для межсоединений и пассивные компоненты на оптических волокнах NF C 93-815 – NF C 93-826: Пара коннекторов для световодов и оптических кабелей NF C 93-830 – NF C 93-843: Спецификации на световоды и элементы связи для них NF C 93-861 – NF C 93-863: Аттенюаторы для световодов
93.9.	NF C 93-901 – NF C 93-903-39: Элементы для межсоединений на пассивных компонентах с использованием оптических волокон NF C 93-910-1 – NF C 93-910-8: Устройства сопряжения коннекторов для световодов
E40. Классификация, номенклатура и общие нормы	7006-72: Покровы защитные кабелей. Конструкции и типы. Технические требования и методы испытаний 22483-77: Жилы токопроводящие медные и алюминиевые для кабелей, проводов и шнуров. Основные параметры. Технические требования

Таблица 2.11. Провода неизолированные и изолированные (окончание)

Подгруппа	Краткое содержание
Е40. Классификация, номенклатура и общие нормы	23286-78: Кабели, провода и шнуры. Нормы толщины изоляции оболочек и испытаний напряжением 24641-81: Оболочки кабельные свинцовые и алюминиевые. Технические условия
Е41. Провода, шины голые	434-78: Проволока прямоугольного сечения и шины медные для электротехнических целей. Технические условия 26437-85: Провода неизолированные гибкие. Общие положения
Е42 Кабели и провода силовые и контрольные	1508-78Е: Кабели контрольные с резиновой и пластмассовой изоляцией. Технические условия 24334-80Е: Кабели силовые для нестационарной прокладки Общие технические требования 26411-85: Кабели контрольные. Общие технические требования 26445-85Е· Провода силовые изолированные. Общие положения
Е43. Провода обмоточные	7262-78: Провода медные, изолированные лаком ВЛ-931 Технические условия 21428-75: Провода эмалированные круглые медные с температурным индексом 155. Технические условия 22301-77: Провода медные обмоточные с термореактивным связующим. Технические условия 26606-85Е: Провода обмоточные с эмалево-волокнистой, волокнистой, пластмассовой и пленочной изоляцией. Общие технические условия
Е44 Провода установочные и монтажные	6323-79Е: Провода с поливинилхлоридной изоляцией для электрических установок. Технические условия 17515-72Е: Провода монтажные с пластмассовой изоляцией. Технические условия
Е45. Кабели, провода и шнуры для связи	11326.0-78: Кабели радиочастотные. Общие технические условия 11326.1-79 – 11326.92-79: Кабели радиочастотные. Технические условия 15125-92: Кабели связи симметричные высокочастотные с кордельно-полистирольной изоляцией. Технические условия 22498-88Е: Кабели городские телефонные с полиэтиленовой изоляцией в пластмассовой оболочке. Технические условия 26415-85Е: Шнуры слаботочные. Общие технические условия
Е46. Кабели, провода и шнуры различного назначения	64336-75: Кабели для сигнализации и блокировки с полиэтиленовой изоляцией в пластмассовой оболочке. Технические условия 18404.0-78: Кабели управления. Общие технические условия 23542-79: Кабели и жгуты для межприборных соединений. Ряды предельных отклонений длин
Е49. Методы испытаний. Упаковка. Маркировка	12182.1-80 – 12182.8-80. Кабели, провода и шнуры. Методы проверки стойкости к механическим воздействиям 15634.0-70 – 15634.4-70: Провода обмоточные. Методы испытаний 26814-86: Кабели оптические. Методы измерения параметров 18690-82Е: Кабели, провода, шнуры и кабельная арматура. Маркировка, упаковка, транспортирование и хранение

2.2. Надежность компонентов. Общие положения

2.2.1. Определения

По определению Международного Комитета по электротехнике (Commission Électrotechnique Internationale, CEI) надежность – характеристика

оборудования, обусловливающая вероятность того, что оно выполнит данную задачу в заданных условиях и за заданный промежуток времени.

Под словом «оборудование» должны пониматься компоненты, блоки, материалы, системы.

Существуют два принципиальных типа отказов:

- катастрофический – неожиданный и полный;
- вызванный старением – постепенный и частичный.

Таблица 2.12. Стандарты по надежности

Обозначение	**Краткое содержание**
NF C 20-300-1, 20-300-2	Управление безопасностью работы
UTE C 20-313 – 20-318	Данные по надежности
UTE C 20-321 – 20-323-4	Испытания оборудования на надежность
UTE C 20-324 – 327	Испытания оборудования на надежность С четвертой по седьмую части
UTE C 20 – 340 UTE C 20 – 341	Безопасность работы Анализ безопасности работы
Т00 Общетехнические термины, обозначения и величины*	27 002-85 Надежность в технике Основные понятия Термины и определения 27 004-85 Надежность в технике Системы технологические Термины и определения
Э03 Надежность радиоэлектронной аппаратуры и ее элементов*	211317-87 Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Методы испытаний на надежность 25359-82 Изделия электронной техники Общие требования по надежности и методы испытаний
Э07 Техника безопасности*	12 2 006-87 Безопасность электронной сетевой аппаратуры и сходных с ней устройств, предназначенных для бытового и аналогичного общего применения Общие требования и методы испытаний

* Стандарты действительны на территории Российской Федерации – *Прим ред*

2.2.2. Основные соотношения

Надежность какого-либо элемента – это вероятность события А, при котором элемент не имел отказа в работе в заданных условиях за определенный промежуток времени.

Надежность = вероятность (А) = N_S / N_0,

где N_S – количество событий, при которых не наблюдались отказы;

N_0 – количество событий, при которых наблюдались отказы.

Проведем N_0 экспериментов, либо повторяя N_0 раз эксперименты с одним и тем же элементом, либо выполнив один единственный эксперимент с N_0 числом идентичных элементов.

Введем следующие обозначения:

N_0 – число элементов, включенных в работу в момент $t = 0$;

N_S – число элементов, оставшихся в действии в момент t;

$N_f = N_0 - N_S$ – число отказавших элементов.

Основные соотношения указаны в табл. 2.13.

Таблица 2.13. Принципиальные формулы надежности

Отношение	Значение
$R(t) = N_S/N_0$	Вероятность отказа
$F(t) = N_f/N_0$	Вероятность того, что элемент не дал отказа
$R(t) + F(t) = 1$	
$\lambda(t) = -(1/R)(dR/dt)$	Коэффициент отказа
$f(t) = \lambda(t)R(t) = dF/dt$	Плотность вероятности отказов
$\theta = \int_0^\infty t\,f(t)dt$ $\theta = \int_0^\infty R(t)dt$	MTBF (mean time between failures) – **среднее время между отказами**
$\theta = 1/\lambda$ $R(t) = e^{-\lambda t} = e^{t/\theta}$	Если λ постоянная
$R(t) = \exp[-(t - t_0)/\alpha]^\beta$	Закон Вейбулла (Weibull); α – **параметр масштаба**; β – **параметр формы**

2.2.3. Корытообразная кривая

Как показывает опыт, у групп идентичных элементов или компонентов зависимость интенсивности отказов от времени $\lambda(t)$ имеет три характерных участка:

- «обкатка», где λ уменьшается (участок 1);
- «рабочий режим», где λ постоянна (участок 2);
- износ, где λ возрастает (участок 3) – см. рис. 2.11.

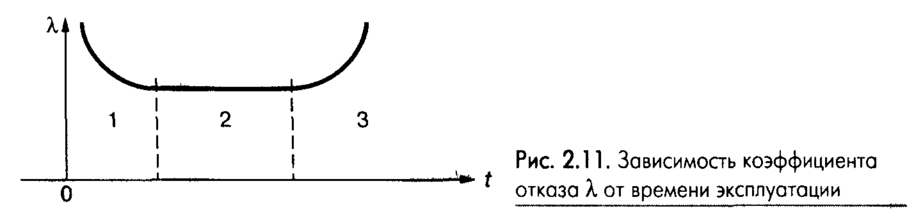


Рис. 2.11. Зависимость коэффициента отказа λ от времени эксплуатации

Участок 1 соответствует ошибкам периода «молодости» элемента. В этой зоне «слабые» элементы выходят из строя быстрее остальных. Для отбраковки элементы обычно подвергают испытаниям на износостойкость, помещая их в суровые условия функционирования. Испытание проводят для того, чтобы убедиться, что период «молодости» завершен.

Протяженность участка 2 соответствует полезной жизни элемента. У электронных компонентов она может достигать десятков лет.

Участок 3 характеризуется необратимым ухудшением параметров компонентов, требующих замены.

2.3. Линейное сопротивление

2.3.1. Общие характеристики

I, U — Активное сопротивление; или; I, R, U — Стандартный (NF C 03-204)

Рис. 2.12. Обозначение активного электрического сопротивления на электрической схеме

Таблица 2.14. Основные соотношения для линейного двухполюсника*

Отношение	Значение и обозначение
$U = RI$ $R = \rho(\ell/S)$	Закон Ома ρ – удельное сопротивление; ℓ – длина проволочного резистора; S – площадь поперечного сечения проводника
$P = RI^2 = U^2/R$	Мощность, рассеиваемая на резисторе на постоянном токе
$P = \frac{1}{T}\int_0^T UI dt = \overline{UI}$	Мощность, рассеиваемая на резисторе на переменном токе
$R = R_0(1 + \varepsilon_R)$ $R = R_0[1 + \alpha_R(t - t_0)]$	R_0 – величина сопротивления при номинальной температуре t_0; R_n – номинальная величина сопротивления R; ε_R – относительная погрешность; R – величина сопротивления при температуре t; α_R – температурный коэффициент: $\alpha_R = (1/\Delta t)(\Delta R/R_0)$

* Воздействие частоты и шумов не учитывается.

Сопротивление резистора никогда не бывает абсолютно активным, оно имеет некоторые емкостные или индуктивные характеристики, либо те и другие одновременно, этот факт учитывают эквивалентные схемы, представленные на рис. 2.13а–в.

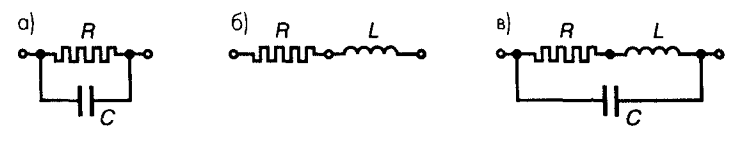


Рис. 2.13. Эквивалентные схемы реальных резисторов

Резисторы, используемые в микросхемах, характеризуются величиной поверхностного (квадратного) сопротивления $R_\square$ (имеется в виду сопротивление слоя с одинаковой шириной и длиной). Обозначив эти размеры через ℓ, а толщину через h, получим

$$R_\square = \rho\,(\ell / S) = r\,(\ell / \ell h) = \rho/h \text{ (рис. 2.14).}$$

Таблица 2.15. Частотные характеристики и ограничения

Величина	Характеристика
Емкостное сопротивление $Z = R/(1 + j\omega RC)$	Импеданс быстро уменьшается за пределами частоты среза f_c; $f_c = 1/2\pi RC$
Индуктивное сопротивление $Z = R + j\omega L$	Импеданс быстро увеличивается за пределами частоты среза f_c; $f_c = 1/(2\pi L/R)$
Емкостное и индуктивное сопротивление одновременно	Может наблюдаться резонанс. Частота f должна быть такой, чтобы одновременно имели место следующие неравенства: $f \ll 1/2\,\pi RC$ и $f \ll 1/(2\pi L/R)$
Скин-эффект или эффект Кельвина, см. (2.19) и (2.20)	$R = KR_0$ при $K>1$; $R = \rho\ell/S$, $S = P\delta = P/\sqrt{\mu\pi\gamma f}$ $\gamma = 1/\rho$, где P – периметр сечения

Если расположить n элементов последовательно и p – параллельно, то получим сопротивление

$$R = R_{\square}(n\,/\,p).$$

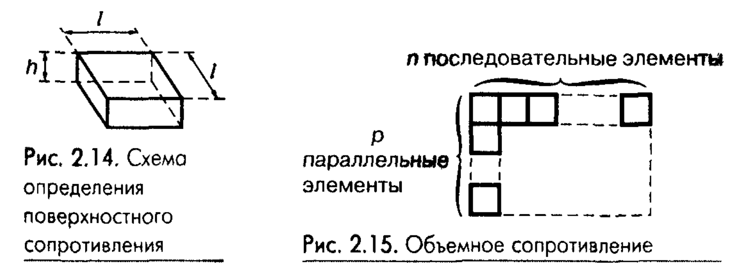


Рис. 2.14. Схема определения поверхностного сопротивления

Рис. 2.15. Объемное сопротивление

Резистор является генератором *шума*. Обычно различают два типа шумов:

- температурный, который вызывается броуновским движением электронов. Он зависит от температуры Т;
- токовый, связанный с величиной тока, проходящего через резистор.

Мощность температурного шума резистора в полосе частот шириной 1 Гц имеет величину

$$\Delta P/\Delta f = 4кT,$$

где $к = 1{,}37 \times 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана;

Т – абсолютная температура.

Токовый шум вызывается источником тока с шумом i_n, включенным параллельно с резистором. В действительности, поскольку i_n – величина случайная, используют ее среднее квадратичное значение $\overline{i_n^2}$, которое пропорционально мощности и в частотном интервале $[f_1, f_2]$ равно

$$\overline{i_n^2} = \int_{f_1}^{f_2} I_n^2\,df.$$

В большинстве случаев I_n^2 зависит от тока, проходящего через резистор, и от частоты; выражается в квадратных амперах на герц.

Можно попытаться представить оба источника в виде двух генераторов напряжения. При этом интерес вызывает мощность шума для полосы шириной 1 Гц в окрестности некоторой частоты, то есть так называемая спектральная плотность мощности шума

Для температурного шума средний квадрат электродвижущей силы $\overline{e_R^2}$ в частотном интервале $[f_1, f_2]$ будет задаваться следующим уравнением:

$$\overline{e_R^2} = \int_{f_1}^{f_2} E_R^2 df,$$

где $E_R^2 / R = 4кT$.

Трансформируя источник шумового тока в источник напряжения e_n, таким образом, чтобы

$$\overline{e_n^2} = R^2 \overline{i_n^2},$$

получим эквивалентную схему, показанную на рис. 2.16.

Рис. 2.16. Эквивалентная схема сопротивления как источника шума

Электродвижущая сила источника шума e_B задается следующим образом:

$$\overline{e_B^2} = \overline{e_R^2} + R^2 \overline{i_n^2}$$

$$\overline{e_B^2} = \overline{E_R^2} + R^2 \overline{I_n^2} \quad \text{в полосе шириной 1 Гц,}$$

где E_B^2 измеряется в B^2/Гц.

Если E_B и I_n являются постоянными в полосе частот Δf, то

$$\overline{e_B^2} = E_B^2 \Delta f,$$

где e_B, e_R, i_n – действительные величины.

При этом можно записать:

$$e_B = \sqrt{e_R^2 + R^2 i_n^2} = \sqrt{E_R^2 + R^2 I_n^2}\sqrt{\Delta f}, \qquad (2.23)$$

где $E_R^2 = 4kTR$.

Пример вычислений

I_n^2: $10^{-18} \times I^2$, I проходит через резистор.

I_n имеет постоянную величину в рассматриваемой полосе частот Δf.

R: 10 000 Ом

Δf. 10^4 Гц.

T. 300 K, V = RI = 10 B

4 кT = $16{,}44 \times 10^{-21}$.

$E_R^2 = 4кTR = 16{,}44 \times 10^{-17}$ В²/Гц. $R^2 I_n^2 = R^2 \times 10^{-18} I^2 = 10^{-18} B^2 = 10^{-16}$.

$\overline{e_B^2} = E_B^2 \Delta f = 2{,}644 \times 10^{-12}$ В² $\Rightarrow e_B$ = 1,6 мкВ действительное.

$\overline{e_n^2} = R^2 I_n^2 \Delta f = 10^{-12} \Rightarrow e_n = 1$ мкВ действительное.

2.3.2. Типы резисторов

Резисторы как компоненты электронных схем изготавливаются из разнообразных материалов и по различным технологиям в зависимости от назначения.

Таблица 2.16. Удельное сопротивление широко распространенных материалов и сплавов (см также табл 2 8)

Материал, сплав	**Удельное сопротивление ρ, Ом·м**	**Температурный коэффициент при 20 °С**
Константан	42×10^{-8}	Меньше 10^{-5}
Манганин (84 Cu + 12 Mn + 4 Ni)	$43 - (47 \times 10^{-8})$	$0 - (0{,}25 \times 10^{-4})$
Сплав меди и марганца (70 Cu + 30 Mn)	100×10^{-8}	$0{,}4 \times 10^{-4}$
Нихром	108×10^{-8}	2×10^{-4}
Уголь ретортный	67×10^{-5}	Изменяется в широких пределах

Таблица 2.17. Поверхностное сопротивление или $R_\square$ Тонкопленочные или полупроводниковые резисторы

Материал	**$R_\square$: широко используемые значения, Ом**	**Температурный коэффициент при 20 °С**
NiCr	3–100	$\pm 0{,}5 \times 10^{-4}$
CrSiO	1000	$\pm 10^{-4}$
SnO_2	25–1000	$\pm 5 \times 10^{-4}$
Ta	50–500	$(\pm 2 \times 10^{-4}) - (\pm 50 \times 10^{-4})$
Кермет (для шелкографии)	$1-10^4$	$(-2 \times 10^{-4}) - (+5 \times 10^{-4})$
Кремний n-типа, сильно легированный	2–5	$(10 \times 10^{-4}) - (50 \times 10^{-4})$
Кремний p-типа, нормально легированный	50–1000	$(10 \times 10^{-4}) - (50 \times 10^{-4})$

Ниже приведены некоторые типы резисторов и основные технологии их изготовления:

- *высокоточные (прецизионные) проволочные резисторы* – изготовлены из манганина и сплавов никеля, хрома, железа, алюминия;
- *проволочные резисторы большой тепловой мощности* – армированные нити намотаны на сердечник с хорошей тепловой проводимостью (алюминий, оксид бериллия);
- *прессованные резисторы* – формованная комбинация углерод–канифоль;
- *резисторы на углеродной композиции с пленочным покрытием* – комбинация углерод–канифоль нанесена толстым слоем;
- *резисторы с углеродным покрытием* – накладывается слой углерода;
- *резисторы с металлическим покрытием (металлофольговые)* – вакуумное напыление металла (платины, хрома, никеля, палладия), который осаждается на керамическую основу;
- *резисторы с покрытием из оксидов металла* – обычно используется оксид олова, который наносится на основание или подложку с помощью гидролиза или пульверизации;
- *резисторы с покрытием из кермета* – изготавливаются путем обжига (при температуре приблизительно 800 °C) паст, нанесенных литографическим способом. Пасты состоят из смеси оксидов металла и материалов, обратимых в стекло;
- *тонкопленочные резисторы* – изготавливаются вакуумным напылением, катодным нанесением. Метод применяется в гибридных микросборках и микросхемах.

2.3.3. Сравнительные характеристики

Таблица 2.18. Сравнительные характеристики резисторов различных типов

Технология изготовления	Диапазон величин, Ом	Температурный коэффициент	Номинальное напряжение, В	Токовый шум, мкВ/В
Проволочные высокоточные	$0{,}1–10^7$	$\pm 0{,}02–(\pm 5 \times 10^{-4})$	100–500	Пренебрежимо мал
с большой мощностью рассеяния ($f < 50$ кГц)	$0{,}1–10^5$	$\pm 2 \times 10^{-4}$	80–2 000	Пренебрежимо мал
Композиционные, значительная распределенная емкость	$2{,}7–10^8$	Часто превышает 20×10^{-4}	150–750	2–10
Поверхностные углеродистые (распространенный тип)	$10–10^7$	$-2–(-12 \times 10^{-4})$	150–500	1–2

Таблица 2.18. Сравнительные характеристики резисторов различных типов (окончание)

Технология изготовления	Диапазон величин, Ом	Температурный коэффициент	Номинальное напряжение, В	Токовый шум, мкВ/В
Металлоокисные (распространенный тип)	$10–10^6$	$\pm 2 \times 10^{-4}$	150–500	0,1–0,5
Металлизированные, особенно подходят для повышенных частот	$1–10^6$	$\pm 0{,}1 \ldots \pm 10^{-4}$	150–750	0,01–0,1
Кермет, идеально подходит для повышенных частот (f > 10 МГц)	$10–10^7$	$\pm 10^{-4}–(\pm 5 \times 10^{-4})$	250–10 000	0,1–10
Тонкопленочные покрытия, шелкография	$10–10^7$	$\pm 2{,}5–(\pm 5 \times 10^{-4})$		
Вакуумное напыление	$10–(5 \times 10^5)$	$\pm 0{,}2–(\pm 1{,}5 \times 10^{-4})$		
Катодное нанесение, используется для повышенных частот	$10–(5 \times 10^5)$	от $-0{,}3$ до -10^{-4}		

2.3.4. Стандарты и коды для постоянных резисторов

В Российской Федерации номинал резисторов нанесен на корпус и состоит из цифр и сокращенного наименования единиц измерения (М – мОм, К – кОм; наименование «Ом» на корпус не наносится). В Европе принята цветовая кодировка номиналов резисторов.

Таблица 2.19. Стандарты UTE группы 8

Подгруппа	Краткое содержание
83.2. Резисторы	NF C 83-200: Постоянные резисторы NF C 83-210: Резисторы с большой мощностью рассеяния NF C 83-211: Резисторы с большой мощностью рассеяния. Уровень обеспечения качества S NF C 83-213: Уровень обеспечения качества H NF C 83-220: Высокоточные постоянные резисторы NF C 83-230. Маломощные непроволочные постоянные резисторы NF C 83-240: Резисторы для поверхностного монтажа NF C 83-241: Постоянные резисторы с низкой мощностью рассеяния для поверхностного монтажа
Э21. Резисторы и конденсаторы*	21414-75: Резисторы. Термины и определения 24013-80: Резисторы постоянные. Основные параметры 28884-90: Ряды предпочтительных значений для резисторов и конденсаторов 29029-91, 29035-91, 29043-91, 29068-91 – 29072-91: Постоянные резисторы для электронной аппаратуры. Форма технических условий. Уровень качества E

* *Стандарты действительны на территории Российской Федерации. – Прим. ред.*

Таблица 2.20 Стандарты UTE группы 9

Подгруппа	Краткое содержание
93 2 Резисторы	NF C 93-214 Регулируемые катушечные резисторы с сильным рассеянием UTE C 93-214 Постоянные и регулируемые катушечные резисторы с сильным рассеянием Специальный сборник спецификаций UTE C 93-217 Высокоточные постоянные катушечные резисторы со слабым рассеянием Специальный сборник спецификаций
Э02 Нормы расчета и проектирования*	9663-75 Резисторы Ряд номинальных мощностей рассеяния 9664-75 Резисторы Допускаемые отклонения от номинального значения сопротивлений
Э20 Классификация, номенклатура и общие нормы*	24238-84E Резисторы постоянные Общие технические условия

* Стандарты действительны на территории Российской Федерации

Таблица 2.21. Стандартные величины (NF C 93-010)

Серия	Точность	Номиналы lgR, N – целые положительные или отрицательные
E6	$\pm 20 \times 10^{-2}$	N/6
E12	$\pm 10 \times 10^{-2}$	N/12
E24	$\pm 5 \times 10^{-2}$	N/24
E48	$\pm 2 \times 10^{-2}$	N/48
E96	$\pm 10^{-2}$	N/96
E192	$\pm 0{,}5 \times 10^{-2}$	N/192

Серии E6 и E12, 1–10 Ом

E6	1,0		1,5		2,2		3,3		4,7		6,8		10
E12	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2	10

Переход от одного ряда номиналов к последующему осуществляется удвоением числа резисторов в заданном интервале.

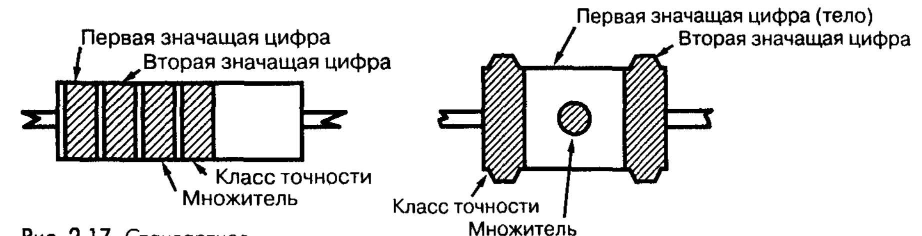


Рис. 2.17. Стандартное расположение меток номинала резистора

Рис. 2.18. Альтернативное расположение меток номинала резистора

Таблица 2.22. Цветовая маркировка (NF EN 60062)

Цвет	Значащие цифры		Множитель	Допуск
	первая	вторая		
Серебряный			10^{-2}	±10%
Золотой			10^{-1}	±5%
Черный		0	1	–
Коричневый	1	1	10	±1%
Красный	2	2	10^2	±2%
Оранжевый	3	3	10^3	–
Желтый	4	4	10^4	–
Зеленый	5	5	10^5	±0,5%
Синий	6	6	10^6	±0,25%
Фиолетовый	7	7	10^7	±0,1%
Серый	8	8	10^8	–
Белый	9	9	10^9	–
Бесцветный или телесный	–	–	–	±20%

2.4. Потенциометры

2.4.1. Общие характеристики

Теоретически, если x – безразмерная **координата подвижного электрода** (ползунка) потенциометра, то

$$y_t = V_b / V_c = x \text{ при } x \in [0, 1]. \qquad (2.24)$$

Таблица 2.23. Основные функции потенциометров

Функция	Примечание
Регулировочный резистор	Частые настройки
Подстроечный резистор	Нечастые настройки
Обеспечение заданного закона изменений	Линейные, логарифмические, антилогарифмические законы

В зависимости от требуемых функций необходимо определить основные характеристики:

- номинальную величину сопротивления $R = R_n$,
- число допустимых подстроек,
- стабильность подстройки сопротивления,

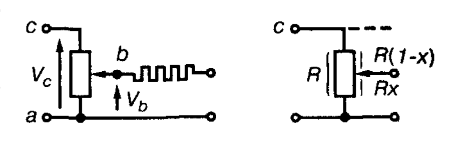


Рис 2 19 Эквивалентная схема потенциометра

- точность подстройки;
- соответствие заданному закону изменения сопротивления.

Учитывая погрешность величины R, получим

$$R = R_n(1+\varepsilon_R)[1+\alpha_R(\theta-\theta_0)].$$

Следует определить:

- общий электрический ток, величина которого зависит от положения движка потенциометра;
- полезный электрический ток, величина которого определяется сопротивлением в соответствии с определенным законом (сопротивление, в свою очередь, зависит от положения движка).

Погрешность потенциометра (в процентах) представляет максимальное отклонение между реальным и теоретическим законом изменения сопротивления. Погрешность подстройки связана с сопротивлением контакта, которое может резко изменяться во время перемещения движка

В качестве примера рассмотрим потенциометр с линейным законом изменения сопротивления. На рис. 2.20 приведен теоретический график, а на рис. 2.21 – реальный.



Рис. 2.20 Теоретический график

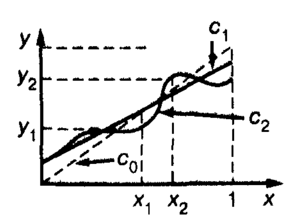


Рис. 2.21. Реальный график

Для реального случая можно записать

$$y = V_в / V_c = A\,x + B + C(x) \text{ при } x = \alpha / \alpha_A, \quad (2.25)$$

где α_A – теоретический угол позиционирования.

Величина А определяет наклон характеристики и может содержать ошибку: $A = A_n(1 + \varepsilon_a)$. C(x) – динамическая погрешность.

C_0 – теоретический график при $\varepsilon_a = 0$, $B = 0$, $C = 0$;
C_1 – реальный график при $\varepsilon_a \neq 0$, $B \neq 0$, $C = 0$;
C_2 – реальный график при $\varepsilon_a \neq 0$, $B \neq 0$, $C \neq 0$.

Предельные флуктуации связаны с предельными значениями C(x), то есть с величинами C_1 и C_2, полученными соответственно для $x = x_1$ и $x = x_2$.

Для $x = x_1$, $y = y_1$ и $x = x_2$, $y = y_2$ имеем.

$$y_1 - A x_1 - B = C_1 \text{ при } C_1 > 0 \quad (2.26)$$

$$y_2 - A x_2 - B = C_2 \text{ при } C_2 < 0$$

Используя линейную аппроксимацию, выбирают B таким образом, чтобы $C_1 + C_2 = 0$:

$$2B = y_1 + y_2 - A(x_1 + x_2). \quad (2.27)$$

Предельными значениями зависимости C(x) являются величины $+C_M$ и $-C_M$. По теоретическому закону получим:

$$y_t = A x + B.$$

Линейную ошибку в точке x можно оценить следующим образом:

$$y - y_t = C(x) \text{ при } |y - y_t| \leq C_M. \quad (2.28)$$

2.4.2. Применяемые типы и стандарты потенциометров

Таблица 2.24. Стандарты UTE

Подгруппа	Краткое содержание
83-2 Резисторы	NF C 83-250 Потенциометры Общая спецификация NF C 83-251 Потенциометры, регулируемые с помощью винта и поворотные Предварительная спецификация UTE C 83-251 и дополнительные Потенциометры Особые спецификации NF C 83-252 Потенциометры с большой рассеиваемой мощностью. Предварительная спецификация NF C 83-253 Поворотные потенциометры с малой рассеиваемой мощностью Предварительная спецификация UTE C 83-253 Особые спецификации
93-2 Резисторы	*NF C 93-255 Высокоточные непроволочные потенциометры* UTE C 93-255 Особые спецификации UTE C 93-256 Высокоточные проволочные потенциометры Общие рекомендации
Э20 Классификация, номенклатура и общие нормы*	24237-84Е Резисторы переменные непроволочные Общие технические условия 24239-84Е Резисторы переменные проволочные Общие технические условия 10318-80. Резисторы переменные Основные параметры
Э21 Резисторы и конденсаторы*	22174-76 Резисторы переменные непроволочные Корпусы Основные размеры

* Стандарты действительны на территории Российской Федерации.

Таблица 2.25. Классы точности и величины

Класс	R	S	T	U
Точность	$\pm 3 \times 10^{-2}$	$\pm 5 \times 10^{2}$	$\pm 7{,}5 \times 10^{-2}$	$\pm 10 \times 10^{-2}$

Проволочные потенциометры – $R \in [10–10^5]$ Ом, непроволочные – $R \in [10–10^7]$.

2.5. Нелинейные резисторы

2.5.1. Термистор

Термисторами называются элементы, сопротивление которых значительно зависит от температуры. Типичная кривая изменения сопротивления приведена на рис. 2.22.

При изменении температуры t от 20 до 60 °C сопротивление некоторых термисторов может варьироваться от 100000 до нескольких сотен ом.

Для использования термисторов в температурных датчиках подключают мост из двух резисторов R_1 и R_2, из которых один подсоединен последовательно, а другой параллельно по отношению к термистору R_T. Для суммарного сопротивления получим

$$R = R_1 + \left[R_2 R_T / (R_2 + R_T)\right].$$

График зависимости C_T от R(T) приведен на рис. 2.24.

Когда $T \to 0$, то $R \to R_1 + R_2$ и когда $T \to \infty$, то $R_T \to 0$ и $R \to R_1$.

Обычно считают, что:

$$R_T = A\, e^{B/T}, \qquad (2.29)$$

где T задается в градусах Кельвина.

$$C_R = (1/R_T)(dR_T/dT) = -B/T^2. \qquad (2.30)$$

Коэффициент $B \in [2000, 4000]$ в градусах Кельвина.

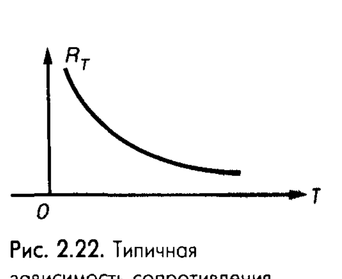


Рис. 2.22. Типичная зависимость сопротивления термистора от температуры

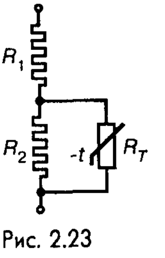


Рис. 2.23 Схема подключения термистора

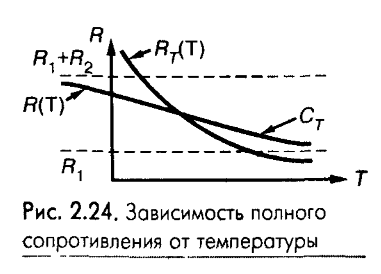


Рис. 2.24. Зависимость полного сопротивления от температуры

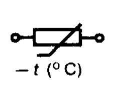


Рис. 2.25 Символическое обозначение термистора

Ниже перечислены основные параметры, которые необходимо определить:

- величина B или C_R;
- величина R_T при заданной температуре, обычно с допуском 20%;
- температурная постоянная времени, величина которой может быть от нескольких секунд до нескольких минут, в зависимости от типа;
- допустимая рассеиваемая мощность;
- вольтамперная характеристика (рис. 2.26), которая позволяет определить границы рабочей зоны.

2.5.2. Варистор

Варистор – это элемент, напряжение на выходах которого является нелинейной функцией от проходящего через него тока. Наклон вольтамперной характеристики, то есть динамическое сопротивление, снижается при увеличении тока. Типичная зависимость показана на рис. 2.27.

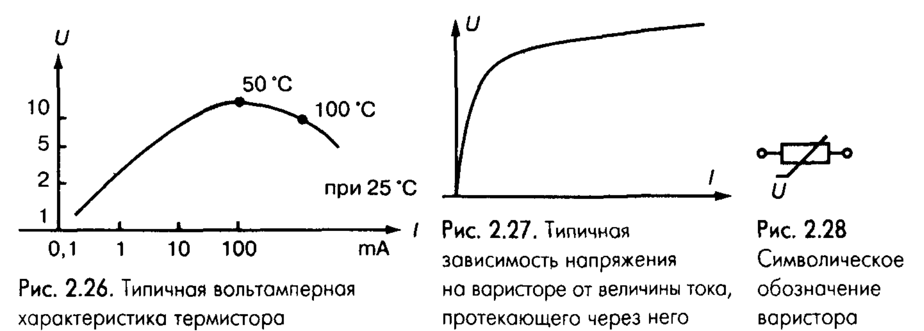


Рис. 2.26. Типичная вольтамперная характеристика термистора

Рис. 2.27. Типичная зависимость напряжения на варисторе от величины тока, протекающего через него

Рис. 2.28 Символическое обозначение варистора

Используемые формулы:

$$V = CI^{\beta} \text{ при } \beta \in [0,1; 0,3]; \quad (2.31)$$

$$R = dV / dI = \beta V / I. \quad (2.32)$$

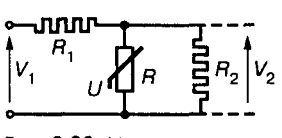


Рис. 2.29. Использование варистора в стабилизаторах напряжения

Типичное использование варистора показано на схеме стабилизатора напряжения (рис. 2.29).

Отношение между V_1 и V_2 записывается следующим образом:

$$V_1 = R_1(V_2 / C)^{1/\beta} + V_2[1 + (R_1 / R_2)], \quad (2.33)$$

на основании чего можно построить типичный график (см. рис. 2.30).

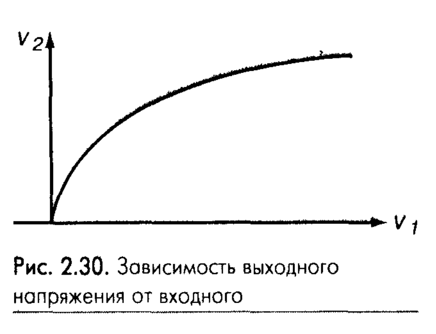


Рис. 2.30. Зависимость выходного напряжения от входного

2.6. Конденсаторы постоянной и переменной емкости

2.6.1. Общие характеристики

Реальный конденсатор никогда не представляет собой чистую емкость. В частности, всегда имеют место потери в диэлектрике. Обозначение конденсатора показано на рис. 2.31, а эквивалентные схемы – на рис. 2.32а и б.

Неполярный

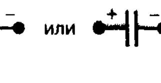
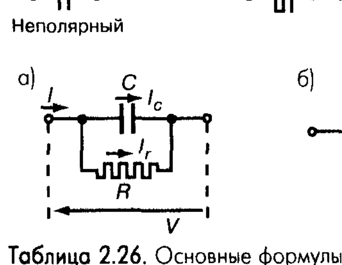


Рис. 2.31. Символическое обозначение конденсатора



б) C R_s

Рис. 2.32. Эквивалентные схемы реальных конденсаторов

Таблица 2.26. Основные формулы

Отношение	Определение
$Q = CV$ $I = C(dV/dt)$ $V(j\omega) = (1/j\omega C)\, I\,(j\omega)$	Q – электрический заряд, Кл, V – разность потенциалов на обкладках, В, C – емкость, Ф, I – ток, проходящий через конденсатор, А, $1/j\omega C = Z(j\omega)$ – импеданс емкости
$C = \varepsilon\,(S/d)$	Емкость плоского конденсатора S – площадь обкладок, м^2, d – толщина, м, $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$
$C_0 = C_n\,(1 + \varepsilon_C)$	C_n – номинальное значение при температуре t_0, ε_c – относительная погрешность
$C = C_0\,[1+\alpha_C\,(t - t_0)]$	C – значение емкости при температуре t, α_c – температурный коэффициент, $\alpha_c = (1/\Delta t)(\Delta C/C_0)$

Обычно эквивалентная схема нуждается в дополнениях, с целью учета:

- последовательного паразитного сопротивления r_S;
- собственной паразитной индуктивности l_S.

Эти дополнения отражены на рис. 2.33.

В таком случае импеданс (полное комплексное сопротивление) определяется следующим образом:

$$Z(j\omega) = r_S + [R / (1 + j\omega CR)][1 - \omega^2 C l_S + j(\omega l_S / R)].$$

Таблица 2.27. Характеристики реального конденсатора

Отношение	Определение
$Q = \|I_C/I_r\|$ $Q = \omega CR$ $Q = 1/\omega CR_S$ (если $\omega^2C^2R^2 \gg 1$) $RR_S = 1/\omega^2C^2$ или $R_S = R/Q^2$ $tg\delta = 1/Q$	R – параллельное сопротивление, R_S – последовательное сопротивление Отношение между R_S и R δ – угол потерь, tg δ – коэффициент потерь

Резонансная частота ω_0 определяется выражением

$$\omega_0^2 C l_S = 1; \tag{2.34}$$

импеданс конденсатора имеет вид:

$$Z(j\omega) = r_S + [R/(1 + j\omega_0 CR)]\,[j(\omega_0 l_S / R)] \simeq r_S + (\omega_0 l_S / \omega_0 CR),$$
$$Z(j\omega_0) \simeq r_S + (l_S / CR). \tag{2.35}$$

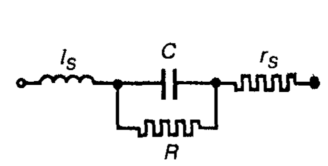


Рис. 2.33. Дополненная эквивалентная схема конденсатора

В данном случае для $\omega = \omega_0$ получим действительное значение импеданса; при этом его модуль имеет минимальное значение. Определение ω_0 необходимо при использовании конденсатора на повышенных частотах.

Наконец, следует подчеркнуть, что полярные конденсаторы часто имеют собственные индуктивности l_S, которыми нельзя пренебрегать на высоких частотах.

2.6.2. Различные технологии. Неполярные конденсаторы

Нижеприведенные сведения были заимствованы из публикаций М. Бруно (M. Bruneau) 1976 года. В то время Бруно работал в компании Thomson-CSF в должности инженера; его работы по сей день не потеряли актуальности. При необходимости следует обратиться к документации les Techniques de l'Ingénieur-Électronique-E 2060 и E 3925.

Таблица 2.28. Обмоточные конденсаторы

Используемый диэлектрик	Диапазон величин	Номинальное напряжение, В	$tg\delta = 1 / Q$ при 1 кГц, умноженный на 10^{-4}
Бумажный	1000 пФ – 100 мкФ	100–10000	40–90
с металлизированными обкладками	10 нФ – 200 мкФ	50–500	
Лавсановый	100 пФ – 20 мкФ	100–1000	40–60
с металлизированными обкладками	10 нФ – 20 мкФ	63–400	
Поликарбонатняый	100–1 мкФ	160–5000	7–15
с металлизированными обкладками	10 нФ – 50 мкФ	40–400	
Полистирольный	10 пФ – 10 мкФ	63–2000	3–5
Тефлоновый	10 нФ – 5 мкФ	50–1000	3–5

Диапазон допусков 2×10^{-2}–20×10^{-2}.

Отклонения, вызываемые температурными колебаниями при 125 °С:

±1% для поликарбоната;

±15% для металлизированного лавсана.

Температурный коэффициент $\alpha_c = (-120 \pm 40) \times 10^{-6}$.

Таблица 2.29. Конденсаторы высокочастотные

Используемый диэлектрик	Диапазон величин	Номинальное напряжение, В	$tg\,\delta = 1 / Q$ при 1 кГц
Слюдяной с покрытием, опрессованный	4,7–10000 пФ	63–500	$< 8 \times 10^{-4}$
Керамический типа ВЧ			
трубчатый	0,5–500 пФ		
дисковый	10–4700 пФ	**30–500**	$< 10 \times 10^{-4}$
многослойный	0,1 мкФ		
Керамический развязывающего типа			
дисковый трубчатый	10–10000 пФ		
плоский	1000–100000 пФ	30–500	$2-(10 \times 10^{-4})$
многослойный	100 пФ–10 мкФ		
Стеклянный	0,5–10000 пФ	300–500	$< 8 \times 10^{-4}$
Фарфоровый	0,5–10000 пФ	100–500	$< 8 \times 10^{-4}$

Диапазон используемых допусков:

- 1–10%, за исключением керамических конденсаторов развязывающего типа;
- −20...+80% для керамических конденсаторов развязывающего типа.

Отклонения, вызываемые температурными колебаниями в зависимости от класса:

$\alpha_C = (\Delta C / C)(1 / DT) =$ от $\pm 10 \times 10^{-6}$ до $\pm 800 \times 10^{-6}$.

2.6.3. Различные технологии. Полярные конденсаторы

Известны две большие группы оксидных конденсаторов: алюминиевые и танталовые. Анод состоит из обкладки, служащей для образования диэлектрика. Катод представлен электролитом. Диэлектриком является оксид.

Можно получить неполярный конденсатор, включив последовательно два полярных конденсатора (рис. 2.34).

Внутреннее сопротивление R может иметь очень высокое значение.

Считается, что ток утечки в значительной степени пропорционален заряду CV; его величина определяется при номинальном заряде $C_n V_n$. Таким образом, при $C_n V_n = 100$ мкКл ($C_n = 10$ мкФ, $V_n = 10$ В) можно получить значение I_f, находящееся в диапазоне 1–0,1 мкА.

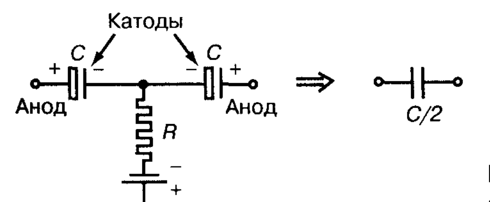


Рис. 2 34. Схема включения полярных конденсаторов как неполярных

Таблица 2.30. Оксидные конденсаторы

Тип	**Диапазон величин**	**Номинальное напряжение, В**	**Ток утечки I_f C_n: C номинальное V_n: V номинальное**
Алюминиевый Профессиональная категория (–40 °C, +85 °C)	1–150000 мкФ	6,3–350	< 0,01 C_nV_n
Танталовый			
твердый	0,01–500 мкФ	3–125	< 0,01 C_nV_n
жидкий			
с пористым анодом	6–1000 мкФ	6–500	< 0,001 C_nV_n
с анодом из фольги	0,1–3000 мкФ	10–300	< 0,005 C_nV_n

2.6.4. Применение конденсаторов в микроэлектронике

Существуют различные способы создания плоских микроконденсаторов: осаждение, шелкография, вакуумное и катодное напыление. Эти конденсаторы характеризуются небольшими значениями емкости и разнообразием используемых диэлектриков (табл. 2.31).

Если в качестве диэлектрика применяется оксид кремния SiO_2, то получают следующие характеристики:

- емкость на единицу площади $5–50 \times 10^{-5}$ Ф/м^2;
- максимальная емкость 500 пФ;
- максимальное напряжение 100 В;
- температурный коэффициент 10^{-4}.

Диоды также могут использоваться в качестве конденсаторов (см. раздел 4.4.1).

Таблица 2.31. Характер диэлектриков, используемых в микроэлектронике

Вещество	**Метод**	**Относительная диэлектрическая проницаемость, ε_r**
Моноксид кремния SiO_2	Напыление	3,9
Диоксид кремния SiO_2	Оксидирование кремния, напыление	
Оксид алюминия Al_2O_3	Анодирование алюминия, напыление	8–9

Таблица 2.31. Характер диэлектриков, используемых в микроэлектронике (окончание)

Вещество	Метод	Относительная диэлектрическая проницаемость, ε_r
Пятиоксид тантала Ta_2O_5	Анодирование тантала или титана	90–170
Диоксид титана TiO_2		
Нитрид кремния Si_3Na_4	Осаждение из газовой фазы, напыление	

2.6.5. Конденсаторы переменной емкости

Конденсаторы с изменяющейся емкостью бывают двух типов:

- конденсаторы переменной емкости;
- подстроечные конденсаторы, используемые для разовой подстройки параметров схемы.

Таблица 2.32. Разновидности конденсаторов переменной емкости и регулируемых конденсаторов

Тип	Разновидность	Величина и свойства
Механическое управление, воздушный диэлектрик	Пластины плоские Цилиндрические (поршневые)	Частота f > 100 МГц От нескольких пикофарад до 500 пФ. Потери, вызванные температурными колебаниями, и температурный коэффициент пренебрежимо малы
Диэлектрик: глубокий вакуум		10–500 пФ
Диэлектрик: керамический; стеклянный и кварцевый	Диски цилиндрические; цилиндрические (поршневые)	Регулируемые Значительные остаточные величины Более высокие значения емкостей, чем для керамических. Частота f < 100 МГц

2.6.6. Стандарты и рекомендации

Таблица 2.33. Стандарты UTE группы 8, часть первая

Обозначение	Краткое содержание
NF C 83-100. Издание 1	Конденсаторы постоянной емкости. Общая спецификация (CECC 30 000). Дополнения июнь 1981 г.
NF C 83-100 Издание 2	Оптимизированная система обеспечения качества электронных компонентов. Конденсаторы постоянной емкости (CECC 30 000)
NF C 83-110	Конденсаторы электролитические алюминиевые. Дополнения: октябрь 1981 – июль 1984.
UTE C 83-110	Особые спецификации для NF C 83-110. Дополнения: декабрь 1985 – июль 1997 г (CECC 30 300, 30 301, 30 302)
NF C 83-112. Издание 1 и издание 2.	Танталовые конденсаторы Дополнения: октябрь 1981 – июль 1990 г (CECC 30 200, 30 201, 30 202)
UTE C 83-112. Издание 2	Особые спецификации для NF C 83-112.
NF C 83-113	Оксидно-металлические танталовые конденсаторы (CECC 30 800)

Таблица 2.33. Стандарты UTE группы 8, часть первая (окончание)

Обозначение	Краткое содержание
UTE C 83-113	Особые спецификации для NF C 83-113 Дополнения сентябрь 1986 – декабрь 1996 г.
NF C 83-120	Слюдяные конденсаторы постоянной емкости (CECC 31 300 и 31 301)
UTE C 83-120	Особые спецификации для NF C 83-120
NF C 83-131	Керамические конденсаторы постоянной емкости класса 1
UTE C 83-131	Особые спецификации для NF C 83-131
NF C 83-132	Керамические конденсаторы постоянной емкости класса 2
UTE C 83-132	Особые спецификации для NF C 83-132
Э00 Термины и обозначения*	21415-75. Конденсаторы. Термины и определения. Конденсаторы постоянной емкости. Общая спецификация

* Стандарт действителен на территории Российской Федерации.

Таблица 2.34. Стандарты UTE группы 8, часть вторая

Обозначение	Краткое содержание
NF C 83-133	*Оксидно-металлические конденсаторы постоянной емкости* с многослойным керамическим диэлектриком (CECC 32 100 и 32 101)
UTE C 83-133. Издание 2	Особые спецификации для NF C 83-133 (CECC 32 100 и 32 101)
NF C 83-134	Керамические конденсаторы постоянной емкости с разделительным слоем
NF C 83-150	Полиэфирные пленочные конденсаторы
NF C 83-151. Издание 1	Политерефталат-этиленовые пленочные конденсаторы постоянной емкости
UTE C 83-151	Особые спецификации для NF C 83-151
NF C 83-151 Издание 2	Политерефталат-этиленовые пленочные конденсаторы постоянной емкости
NF C 83-153	Поликарбонатные металлизированные пленочные конденсаторы постоянной емкости (CECC 30 500 и 30 501)
UTE C 83-153	Особые спецификации для NF C 83-153. Дополнения январь 1981 – декабрь 1986 г.
NF C 83-155	Полистирольные пленочные конденсаторы
UTE C 83-155	Особые дополнительные листы для NF C 83-155.
NF C 83-156	Полипропиленовые конденсаторы с металлизированными электродами

Таблица 2.35. Стандарты UTE группы 9

Обозначение	Краткое содержание
NF C 93-171	Конденсаторы переменной емкости. Дополнения: сентябрь 1988 г. и январь 1990 г.
UTE 93-171	Особые спецификации для конденсаторов переменной емкости

2.7. Катушки индуктивности

2.7.1. Общие характеристики

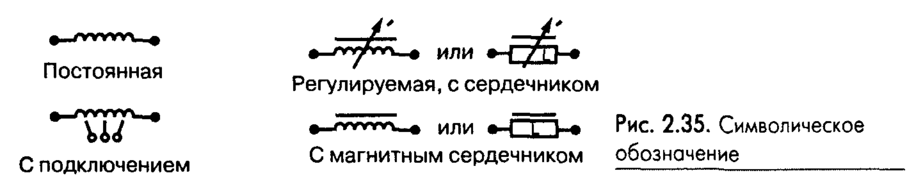


Рис. 2.35. Символическое обозначение

Таблица 2.36. Основные формулы

Закон	Примечания
$V = L(dI/dt)$ $I = (1/L)\int_0^t V dt$	V – напряжение на выводах катушки; L – собственная индуктивность; I – ток, проходящий через катушку
$V(j\omega) = j\omega LI$	$Z(j\omega)$ – $j\omega L$, импеданс катушки без потерь
$L_0 = L_n(1 + \varepsilon_L)$	L_n – номинальное значение при температуре $°t_0$; ε_L – относительная погрешность
$L = L_0[1 + \alpha_L(t - t_0)]$	L – величина собственной индуктивности при температуре °t $\alpha_L = (1/\Delta t)(\Delta L/\Delta L_0)$, α_L – температурный коэффициент

Катушка никогда не обладает чистой собственной индуктивностью, обычно она имеет потери, причинами которых являются:

- активное сопротивление катушки;
- активное сопротивление, возникающее из-за скин-эффекта;
- потери на гистерезис в сердечнике, пропорциональные частоте f;
- потери на токи Фуко в сердечнике, пропорциональные f^2.

Для того чтобы оценить данные потери, вводится резистор потерь R, включающийся последовательно с катушкой индуктивности L, или резистор R_p, который включается параллельно (рис. 2.36).

Таблица 2.37. Характеристики реальной обмотки

Отношение	Определение
$Q = \lvert V_L/V_R \rvert = \omega L/R$ $Q = R_p/\omega L$ (если $Q^2 \gg 1$) $RR_p = \omega^2 L^2$ $R_p = Q^2 R$	Добротность, R – последовательное сопротивление; R_p – параллельное сопротивление
$tg\delta = 1/\sqrt{1+Q^2} \approx 1/Q$	δ – угол потерь

Для учета паразитной емкости обмотки необходимо дополнить эквивалентную схему, представленную на рис. 2.36.

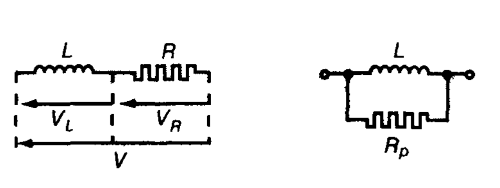


Рис. 2.36. Эквивалентная схема катушки индуктивности

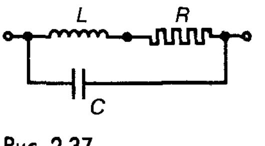


Рис. 2.37 Эквивалентная схема катушки индуктивности с учетом паразитных емкостей

В этом случае импеданс равен

$$Z(j\omega)=(R+j\omega L)/\left(1+j\omega CR-\omega^2 LC\right).$$

На резонансной частоте ω_0:

$$\omega_0^2 LC=1, \qquad (2.36)$$

$$Z = (1 / j\,\omega_0 C) + (L / CR)\ C\ L / CR, \text{ если } \omega_0\ L / R\ C\ 1. \qquad (2.37)$$

При резонансе, когда $\omega = \omega_0$, импеданс имеет нулевую мнимую часть, а его модуль достигает максимума. Определение резонансной частоты необходимо для использования катушек на повышенных частотах.

2.7.2. Расчет индуктивности простых обмоток

Приведем три основные формулы расчета индуктивности:

- первая относится к однослойному соленоиду большой длины ($\ell/r \gg 1$);
- вторая – к замкнутой магнитной цепи с воздушным зазором толщиной ℓ_0;
- третья – описывает зависимость собственной индуктивности L от числа витков в самом общем случае.

Таблица 2.38. Собственная индуктивность L для простых обмоток

Тип	Формула		Определение
Однослойный соленоид (рис. 2 38)	$H=(N/\ell)(1/2)(\cos\alpha_1-\cos\alpha_2)$ $L=\mu_0 S(N^2/\ell)$ $\mu_0=4\pi\times10^{-7}$	(2.38)	H, А/м, N – общее число витков, внутреннее поле соленоида; L – собственная индуктивность; $S=\pi r^2$; $\ell/r \gg 1$, ℓ, м; S, м^2
Магнитная цепь (рис. 2.39)	$L=\dfrac{\mu_0 N^2 S}{\ell_0(S/S_0)+(\ell-\ell_0)/\mu_r}$	(2 39)	μ_r – относительная проницаемость, S – площадь сечения стержня; S_0 – площадь сечения воздушного зазора; ℓ – средняя общая длина цепи; ℓ_0 – толщина воздушного зазора
Любой сердечник	$L=\mu_0\mu_r N^2 S_m/\ell_m$	(2.40)	ℓ_m – средняя длина магнитной силовой линии; S_m – средняя площадь обмотки

Одно из полезных соотношений, используемых для катушки, выполненной на магнитном сердечнике:

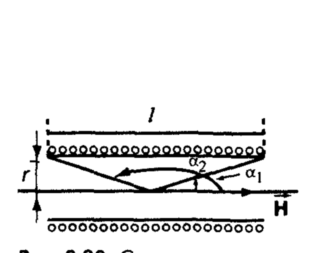


Рис. 2.38. Соленоид большой длины

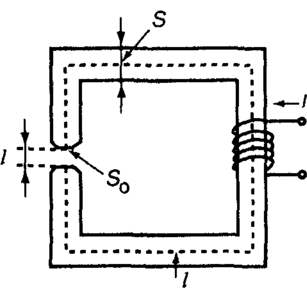


Рис. 2.39. Катушка с сердечником, имеющим фиксированный зазор

$$L / N^2 = \mu_0 \mu_r (S_m / \ell_m). \qquad (2.41)$$

L измеряется в генри на один виток.

2.7.3. Добротность Q и потери в обмотках

Суммарные потери, определяющие суммарное эквивалентное последовательное сопротивление R катушки на заданной частоте f, устанавливаются следующим образом:

R_0 – сопротивление проводника на постоянном токе (в проводе обмотки);

R_S – сопротивление, возникающее за счет поверхностного эффекта (скин-эффекта);

R_x – сопротивление, наблюдаемое в проводнике за счет эффекта близости;

R_f – сопротивление, связанное с потерями за счет токов Фуко в магнитном материале;

R_h – сопротивление, вызванное потерями на гистерезис в магнитном материале;

R_t – сопротивление, обусловленное действием остаточного магнитного поля.

Таким образом, можно записать:

$$\begin{cases} R_F = R_S + R_x + R_f = F_n (f / 800)^2 L \\ R_h = h (NI / l_m)(f / 800) L \\ R_t = t (f / 800) L. \end{cases} \qquad (2.42)$$

$$R = R_0 + R_F + R_h + R_t, \qquad (2.43)$$

где F_n, h, t – коэффициенты **Жордана, определенные при частоте** 800 Гц.

Типичное изменение *коэффициента добротности* катушки Q в зависимости от частоты показано на рис. 2 40 Коэффициент добротности принимает максимальное значение Q_M при $f = f_M$ Последняя величина позволяет определить оптимальную рабочую область.

Рис. 2 40. Зависимость добротности катушки индуктивности от частоты

В зависимости от качества материала, природы магнитного сердечника (в форме тора или стержня), наличия или отсутствия воздушного зазора, а также от выбранного типа обмоток можно получить $Q \in [20, 500]$ для $f \in [10\ \text{kHz}, 100\ \text{MHz}]$.

Обычное значение добротности: Q = 100.

2.7.4. Разновидности ферритовых сердечников

Ферриты – материалы, обладающие высоким сопротивлением, что очень важно для уменьшения потерь за счет токов Фуко. Это объясняет широкое использование ферритов в качестве сердечников для катушек индуктивности и трансформаторов. Общая формула такова:

$[(M_1O)_\alpha, (M_2O)_\beta, (FeO)_\gamma, Fe_2O_3]$ при $\alpha + \beta + \gamma = 1$.

Обычно M_1 – это Mg (марганец), Mn (магний) или Ni (никель), а M_2 – это Zn (цинк).

Таблица 2.39. Основные параметры

Обозначения	Определение и формулы
μ_i	Начальная проницаемость – $B = \mu_i\mu_0 H$
B_S	Индукция насыщения если $B > B_S$, $\Delta B/\Delta H \ll \mu_i\mu_0$
Точка Кюри, T_C	При $T > T_C$ ферромагнетизм исчезает $T_C \approx 100 - 200$ °C
A_L	Индуктивность витка – $L = A_L n^2$; 100 – 10000 нГн
α	Температурный коэффициент – $\alpha = (1/\mu_i)(d\mu_i/dT)$

Таблица 2 40. Характеристики

Тип феррита	μ_i	$\alpha \times 10^{-6}$	Рабочая частота
Магний или цинк	750–5000	±0,6 +4,5	100 кГц – 1,5 МГц
Никель или цинк	15–600	–10 +35	500 кГц – 200 МГц

2.7.5. Спецификации и стандарты

Таблица 2 41 Стандарты UTE группы 8 Катушки индуктивности маломощные, общего назначения

Подгруппа	Краткое содержание
83-3 Магнитные и ферритовые компоненты	NF C 83-310 Сердечники катушек и трансформаторов предназначенных для телекоммуникаций Общая спецификация (CECC 25 000) NF C 83-311 Сердечники из магнитных оксидов, предназначенные для катушек индуктивности UTE C 83-311 Сердечники из магнитных оксидов Особые дополнительные листы NF C 83-312 Сердечники из магнитных оксидов, предназначенные для линейных трансформаторов UTE C 83-312 Сердечники из магнитных оксидов, предназначенные для линейных трансформаторов Особые дополнительные листы NF C 83-315 (NF EN 125 500) Торообразные сердечники из магнитных оксидов, применяемые в целях снижения паразитных помех и в трансформаторах слабых сигналов

Таблица 2.42. Стандарты UTE групп 8 и 9

Подгруппа	Краткое содержание
83-3 Магнитные и ферритовые компоненты	NF C 83-313 Сердечники из магнитных оксидов, предназначенные для силовых установок UTE C 83-313 Сердечники из магнитных оксидов, предназначенные для силовых установок Особые дополнительные листы
93-3 Магнитные и ферритовые компоненты	C 93-335 Размеры сердечников из магнитных оксидов, предназначенные для источников питания (сердечники E с прямоугольным сечением)

Использование: силовые установки

Таблица 2.43. Стандарты UTE группы 9

Подгруппа	Краткое содержание
93-3 Магнитные и ферритовые компоненты	NF C 93-323 Магнитные цепи на ферритовых сердечниках для трансформаторов UTE C 93-323 Особые дополнительные листы для NF C 93-323 NF C 93-324 Магнитные цепи на ферритовых сердечниках для катушек индуктивности UTE C 93-324 Особые дополнительные листы для NF C 93-324 UTE C 93-325 Магнитные цепи, вырезанные из ориентированного ферросилициума Особые дополнительные листы NF C 93-330 (NF EN 61 797-1) Трансформаторы и катушки индуктивности, предназначенные для электронного оборудования и телекоммуникаций UTE C 93-331 Катушки с низкой величиной индуктивности, регулируемые и нет Особые дополнительные листы UTE C 93-332 Особые дополнительные листы для NF C 93-330 NF C 93-333 Катушки с низкой величиной индуктивности

2.8. Кварц

2.8.1. Кристалл

Кварц, или *кремнезем* – это кристаллическая модификация оксида кремния SiO_2 Кристалл кварца имеет форму призмы с правильным шестиугольным сечением, которая оканчивается пирамидами, имеющими шестиугольное основание (рис 2.42 и 2.43).

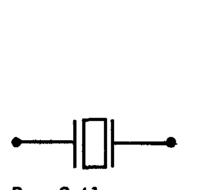


Рис. 2.41 Обозначение кварцевого резонатора на схеме

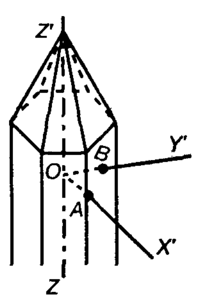


Рис. 2.42 Кристаллографические оси кварца

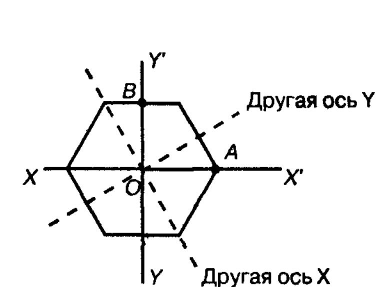


Рис. 2.43. Прямое сечение

Оси симметрии делятся на три группы:
Оси симметрии делятся на три группы:

- оптическая ось, ZZ', соединяющая две вершины пирамиды;
- механические оси YY', соединяющие медианы ребер сечения;
- электрические оси XX', соединяющие попарно вершины шестиугольного сечения.

Оси XX' и YY' перпендикулярны оси ZZ'. Для изучения прямого пьезоэффекта, который описывается законом Кюри, следует использовать *разрез Кюри* (разрез XX' на рис 2.44) Рассмотрим стержень, у которого:

- длина L параллельна оси YY';
- ширина ℓ параллельна оси ZZ';
- толщина h параллельна оси XX'.

Закон Кюри формулируется следующим образом.

- если приложенная сила F_x параллельна X'X, то на нормальных плоскостях возникает электрический заряд $Q_x = K F_x$,

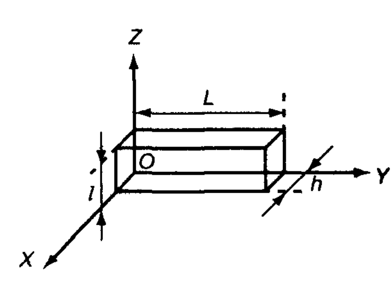


Рис. 2 44. Разрез Кюри или разрез X

- если приложенная сила F_y параллельна Y'Y, то на нормальных плоскостях возникает электрический заряд $Q_y = -K F_y (L / \ell)$,
- если приложенная сила F_z параллельна Z'Z, то электрического заряда не возникает.

Здесь К – параметр пьезоэлектрика.

Резонансная частота f задается следующим образом:

$$f = (1/(2L))\sqrt{E/\rho},$$

где E – показатель упругости;

ρ – плотность.

Обратный пьезоэффект описан законом Липмана. Если к двум большим плоскостям приложить разность потенциалов V, то

- параллельно оси OX возникает деформация $U = KV$;
- параллельно оси OY – деформация $\nu = KV (L / l)$.

В зависимости от ориентации разреза относительно трех осей ZZ', YY', XX' используют специальные обозначения AC, AT, BT, CT и т. д. Некоторые из этих разрезов имеют особые свойства.

2.8.2. Эквивалентная схема

В электрических цепях кварц ведет себя как последовательный резонатор, эквивалентная схема которого (рис. 2.45) состоит из

- индуктивности L;
- емкости C;
- сопротивления R.

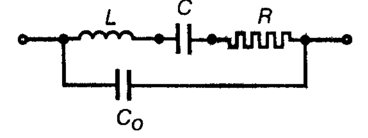


Рис. 2.45. Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Кроме того, параллельно LCR-цепи следует подключить емкость C_0, которая зависит от размеров электродов и основания. Обычно $C_0 \gg C$.

Резонансная частота f_0 задается формулой

$$LC(2\pi f_0)^2 = 1$$

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}).$$

Действительно, можно констатировать, что кварц имеет несколько резонансных частот ω_1, ω_2, ω_3, ..., ω_n, каждая из которых кратна основной частоте ω_1:

$$\omega_n = n\,\omega_1.$$

Тогда основная частота $f_1 = \omega_1 / 2\pi$, а частоты гармоник 2, 3, ..., n.
$f_2 = 2f_1$, $f_3 = 3f_1 ...$, $f_n = nf_1$.
Таким образом, эквивалентная схема должна быть дополнена (рис. 2.46).

$$\begin{cases} f_1 = 1/\left(2\pi\sqrt{L_1C_1}\right) \\ f_2 = 1/\left(2\pi\sqrt{L_2C_2}\right), \ldots f_n = 1/\left(2\pi\sqrt{L_nC_n}\right) \\ f_n = 2f_1, \ \ldots, f_n = nf_1. \end{cases} \qquad (2.44)$$

В соответствии с основной схемой, представленной на рис. 2.45, импеданс кварца

$$Z = \frac{1}{j\omega C_0}\frac{R + j\omega L\left[1 - \left(1/\omega^2 LC\right)\right]}{R + j\omega L\left[1 - \left(1/\omega^2 L\right)\left(1/C + 1/C_0\right)\right]},$$

что свидетельствует:

- о наличии последовательного резонанса на частоте $\omega_0^2 = 1/LC$;
- о наличии параллельного резонанса на частоте

$$\omega_0'^2 = \omega_0^2\left[1 + \left(C/C_0\right)\right].$$

Рис. 2.46. Эквивалентная схема с учетом резонансных гармоник

Зависимость Z (jω) определяется следующим образом:

$$Z = \frac{1}{j\omega C_0}\frac{R + j\omega L\left[1 - \left(\omega_0/\omega\right)^2\right]}{R + j\omega L\left[1 - \left(\omega_0'/\omega\right)^2\right]}, \qquad (2.45)$$

при $\omega = \omega_0$

$$Z_m = R/\left(1 + j\omega_0 C_0 R\right),$$

при $\omega = \omega'_0$

$$Z_M = 1/j\omega_0' C_0 + \left(L/C_0R\right)\left[C/\left(C + C_0\right)\right].$$

На рис. 2.47 показано изменение модуля Z в зависимости от ω.

2.8.3. Основные технологии и стандарты

C_0 составляет примерно 5–20 пФ:
$C_0 / C \in [400, 30\,000]$;
$R \in [2, 200]$ Ом для обычных кристаллов.



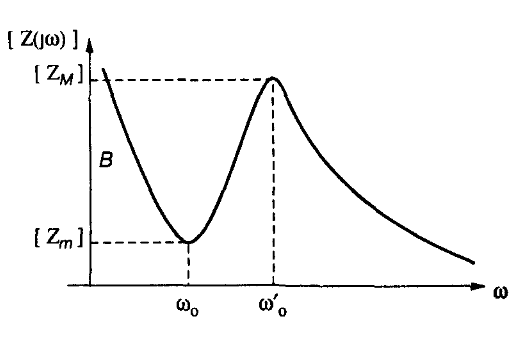


Рис 2 47 Зависимость импеданса от частоты

Таблица 2 44 Кристалл AT-CT-NT

Разрез	Диапазон частот	Q	L	Преимущества
AT	0,5–150 МГц	10^5– (5×10^6)	0,01–10 Гн	Хорошая температурная стабильность
NT	4–100 кГц	10^5	300–400 Гн	
CT	300–700 кГц	> 10^5	–	Параболическая зависимость частоты от температуры

Зависимость резонансной частоты от температуры имеет точку перегиба для некоторых кристаллов (CT, LTD), которая используется для получения высокостабильных кварцевых резонаторов.

Таблица 2 45 Стандарты UTE

Подгруппа	Краткое содержание
93-6 Различные компоненты	UTE C 93-611 Пьезоэлектрические устройства Кварцевые генераторы Особые дополнительные вкладки UTE C 93-613 Пьезоэлектрические устройства Пьезоэлектрические фильтры Руководство по использованию пьезоэлектрических фильтров Руководство по использованию фильтров на пьезоэлектрическом кристалле ГОСТ 18669-73 Резонаторы пьезоэлектрические Термины и определения ГОСТ 18670-84 Фильтры пьезоэлектрические и электромеханические Термины и определения ГОСТ 23546-84 Резонаторы пьезоэлектрические Общие технические условия ГОСТ 22866-77 Генераторы кварцевые Термины и определения

3.1. Элементарные электрические цепи

3.1.1. Источники тока и напряжения

На рис. 3.1 и 3.2 приведены стандартные схемы источников напряжения и тока.

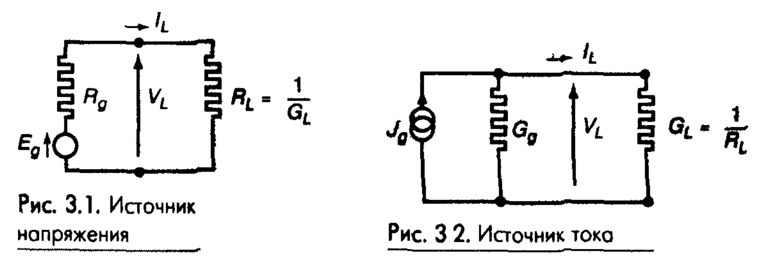


Рис. 3.1. Источник напряжения

Рис. 3 2. Источник тока

В случае источника напряжения выходной величиной является V_L, которую можно определить по формуле

$$V_L = E_g\, 1/(1 + R_g G_L),\ V_L \approx E_g,\ \text{если}\ R_g G_L \ll 1. \quad (3.1)$$

Для источника тока выходная величина – I_L:

$$I_L = J_g\, 1/(1 + G_g R_L),\ I_L \approx J_g,\ \text{если}\ G_g R_L \ll 1 \quad (3.2)$$

Для того чтобы перейти от одной эквивалентной схемы к другой, достаточно принять $R_L = 0$ (или $G_L = 1/R_L = 0$) и приравнять полученные напряжения V_L (или выходные токи I_L). Таким образом, получим следующие формулы

○ преобразование источника напряжения в источник тока

$J_g = E_g / R_g, G_g = 1 / R_g;$ (3.3)

○ преобразование источника тока в источник напряжения

$E_g = J_g / G_g, R_g = 1 / G_g.$ (3.4)

Если рассматривается гармонический процесс (токи и напряжения изменяются по синусоидальному закону), то вышеприведенные формулы могут быть записаны в комплексном виде. Для этого следует рассматривать E_g и J_g как комплексные величины и заменить сопротивления и емкости комплексными импедансами и проводимостями (рис. 3.3 и 3.4).

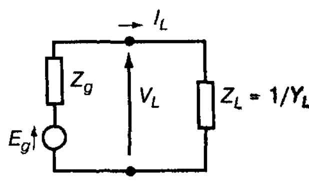


Рис. 3.3. Генератор напряжения

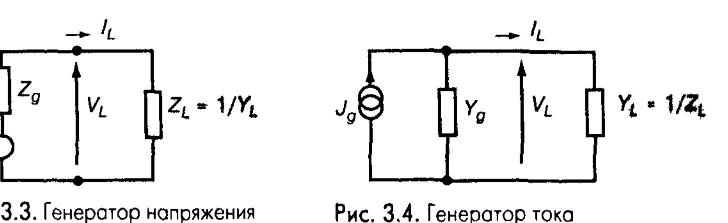


Рис. 3.4. Генератор тока

Известно, что

$\underline{Z_g} = R_g + jX_g, \quad \underline{Z_L} = R_L + jX_L,$

$\underline{Y_g} = G_g + jB_g, \quad \underline{Y_L} = G_L + jB_L,$

где R_g и R_L – сопротивления, Ом;

G_g и G_L – проводимости, См;

X_g и X_L – реактивные сопротивления, Ом;

B_g и B_L – реактивные проводимости, См.

В результате получим преобразования:

○ источника напряжения в источник тока

$J_g = (1/Z_g)E_g, \ Y_g = 1/Z_g = R_g / (R_g^2 + X_g^2) + j[-X_g / (R_g^2 + X_g^2)];$

○ источника тока в источник напряжения

$\underline{E_g} = (1/Y_g)\underline{J_g}, \ \underline{Z_g} = 1/\underline{Y_g} = G_g / (G_g^2 + B_g^2) + j[-B_g / (G_g^2 + B_g^2)].$

Для того чтобы согласовать нагрузку с источником, надо уточнить, что является целью передачи:

○ максимальное напряжение, $V_L \approx E_g$,

○ максимальный ток, $I_L \approx J_g$;

○ максимальная мощность.

Условия, которые необходимо выполнить во всех трех случаях, приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1. Согласование источника и нагрузки

Тип адаптации	Условия	Результаты
Согласование по напряжению (рис 3 3)	$\|Z_g Y_L\| \ll 1$	$V_L \approx E_g$
Согласование по току (рис 3 4)	$\|Y_g Z_L\| \ll 1$	$I_L \approx J_g$
Согласование по мощности (рис 3 3)	$Z_L = Z_g^*$, $R_L = R_g$	Активная мощность $P_a = E_g E_g^* / 8R_g = \|E_g\|^2/8R_g$
Максимальная активная мощность	$X_L + X_g = 0$	Реактивная мощность $P_r = -P_a(X_g/R_g)$

Комплексная передаваемая мощность определяется следующим образом:

$$P = P_a + jP_r = \left(\frac{1}{2}\right) V_L I_L^*$$

$$P = \frac{1}{2} E_g E_g^* \frac{R_L + jX_L}{(R_L + R_g)^2 + (X_L + X_g)^2} \Rightarrow \tag{3.5}$$

$$\Rightarrow P_a = \frac{1}{2} |E_g|^2 \frac{R_L}{(R_L + R_g)^2 + (X_L + X_g)^2}$$

$$P_r = \frac{1}{2} |E_g|^2 \frac{X_L}{(R_L + R_g)^2 + (X_L + X_g)^2}. \tag{3.6}$$

3.1.2. Элементарные схемы фильтров низких и высоких частот

Работу *фильтра* можно рассматривать в частотной или временной области. В первом случае через $X(j\omega)$ и $Y(j\omega)$ обозначают изображения входного и выходного сигнала, связь между ними определяется комплексным *коэффициентом передачи* (*передаточной характеристикой* фильтра):

$$\mathcal{T}(j\omega) = Y(j\omega) / X(j\omega) = A(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}, \tag{3.7}$$

где $A(\omega) = |\mathcal{T}(j\omega)|$ – модуль коэффициента передачи – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ);

$\varphi(\omega)$ – фазовый сдвиг выходного сигнала по отношению к входному – фазочастотная характеристика (ФЧХ).

Во втором случае работа фильтра описывается вещественной функцией времени – так называемой *переходной характеристикой*, определяемой как сигнал на выходе фильтра при входном воздействии в виде ступеньки Хевисайда амплитудой X:

$$x(t) = X\Upsilon(t) \Rightarrow y(t) = Yf(t). \tag{3.8}$$

Кроме того, определяют *импульсную характеристику* $h(t)$ – выходной сигнал фильтра при входном воздействии в виде импульса Дирака $\delta(t)$, в этом случае выходной сигнал:

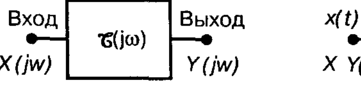


Рис. 3.5. Эквивалентная схема фильтра в частотной области

Рис. 3.6. Эквивалентная схема фильтра во временной области

$$y(t)=x(t)*h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(u)\,h\,(t-u)\,du \qquad (3.9)$$

Говорят, что выходной сигнал y(t) – это свертка входного сигнала x(t) и импульсной характеристики h(t).

Параметры фильтров низких и высоких частот (ФНЧ и ФВЧ) для обоих видов анализа представлены в табл. 3.2. Для двух типов фильтров на рис. 3.7 и 3.8 приведены характеристики $|\mathcal{T}(j\omega)|$ и $\varphi(\omega)$, на рис. 3.9 и 3.10 – y(t) при ступенчатом входном сигнале с амплитудой X.

Таблица 3.2. Элементарные НЧ и ВЧ фильтры

Тип фильтра	Коэффициент передачи, $\mathcal{T}(j\omega)$	Выходной сигнал при x (t) = XΥ(t)
ФНЧ	$\mathcal{T}(j\omega) = \mathcal{T}_0\,[1/(1 + j\omega\tau)]$	$y(t) = \mathcal{T}_0 X\,(1 - e^{-t/\tau})$
ФВЧ	$\mathcal{T}(j\omega) = \mathcal{T}_\infty\,[j\omega t/(1 + j\omega\tau)]$	$y(t) = \mathcal{T}_\infty X\,e^{-t/\tau}$

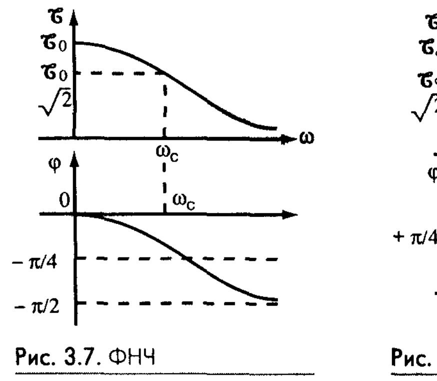


Рис. 3.7. ФНЧ

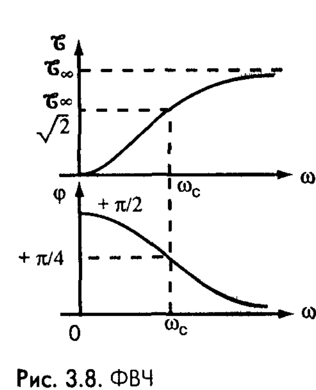


Рис. 3.8. ФВЧ

τ – постоянная времени; $f_c = 1/2\pi\,\tau$ – частота среза.

В табл. 3.3 приведены передаточные характеристики фильтров в линейном приближении и указаны условия, при которых допустима линейная аппроксимация.

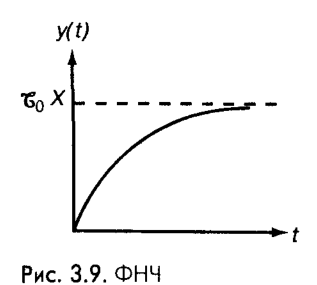


Рис. 3.9. ФНЧ

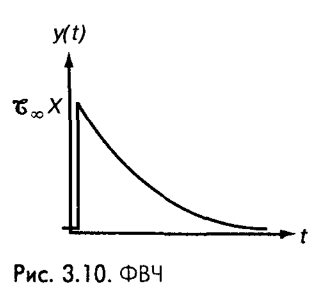


Рис. 3.10. ФВЧ

Таблица 3.3. Линейные приближения

Тип фильтра	Формула	Условия реализации
ФНЧ или интегратор	$y(t) = \mathcal{T}_0 X$ $y(t) = \mathcal{T}_0 X\, t/\tau$	$t > 4\tau$ $t < \tau/5$
ФВЧ или дифференциатор	$y(t) < 2 \times 10^{-2}(\mathcal{T}_0 X)$ $y(t) = \mathcal{T}_\infty X\,(1 - t/\tau)$	$t > 4\tau$ $t < \tau/5$

Типовые схемы интеграторов и дифференциаторов представлены в табл. 3.4 и 3.5. Полученные коэффициенты передачи могут иметь размерность сопротивления (R) или проводимости (G), а также могут являться безразмерными величинами, если входной и выходной сигналы имеют размерность напряжения и/или тока.

Примем, что начальные условия нулевые. Для того чтобы получить коэффициент передачи в операторном виде, достаточно в указанных выражениях заменить $j\omega$ на p (или ω на p/j).

Таблица 3.4. Коэффициенты передачи

Тип коэффициента передачи	Интегратор $y(t) = \mathcal{T}_0 X\,(1 - e^{-t/\tau})$	Дифференциатор $y(t) = \mathcal{T}_\infty X\, e^{-t/\tau}$
V – I тип G, I – V тип R	$\mathcal{T}(jw) = \mathcal{T}_0 1/(1 + jwt)$	$\mathcal{T}(j\omega) = \mathcal{T}_\infty/(1 + j\omega\tau)$
V – I (R – C) Напряжение – ток сопротивление – емкость	Не существует	C, $i_0(t)$, R, e_g $\tau = RC$, $X(j\omega) = E_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = I_0(j\omega)$ $X = E_g$, $y = i_0$, $\mathcal{T}_\infty = 1/R$
I – V (R – C) Ток – напряжение сопротивление – емкость	i_g, C, R, V_0 $\tau = RC$, $X(j\omega) = I_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = V_0(j\omega)$ $X = I_g$, $y = v_0$, $\mathcal{T}_0 = R$	Не существует

Таблица 3.4. Коэффициенты передачи (окончание)

Тип коэффициента передачи	**Интегратор** $y(t) = \mathcal{T}_0 X\,(1 - e^{-t/\tau})$	**Дифференциатор** $y(t) = \mathcal{T}_\infty X\, e^{-t/\tau}$
V – I (L – R) Напряжение – ток индуктивность – сопротивление	$\tau = L/R$, $X(j\omega) = E_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = I_0(j\omega)$ $X = E_g$, $y = i_0$, $\mathcal{T}_0 = 1/R$	Не существует
I – V (L – R) Ток – напряжение индуктивность – сопротивление	Не существует	$\tau = L/R$, $X(j\omega) = I_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = V_0(j\omega)$ $X = I_g$, $y = v_0$, $\mathcal{T}_\infty = R$

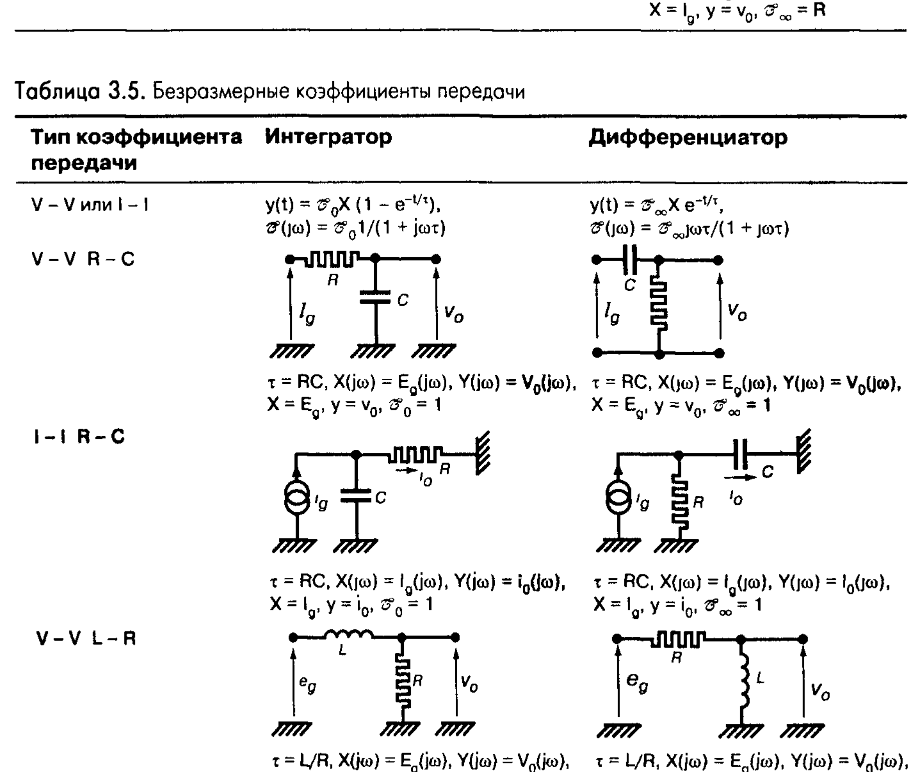
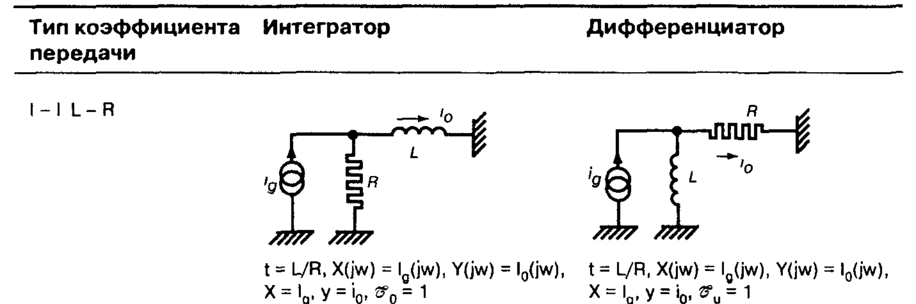


Таблица 3.5. Безразмерные коэффициенты передачи

Тип коэффициента передачи	**Интегратор**	**Дифференциатор**
V – V или I – I	$y(t) = \mathcal{T}_0 X\,(1 - e^{-t/\tau})$, $\mathcal{T}(j\omega) = \mathcal{T}_0 1/(1 + j\omega\tau)$	$y(t) = \mathcal{T}_\infty X\, e^{-t/\tau}$, $\mathcal{T}(j\omega) = \mathcal{T}_\infty j\omega\tau/(1 + j\omega\tau)$
V – V R – C	$\tau = RC$, $X(j\omega) = E_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = V_0(j\omega)$, $X = E_g$, $y = v_0$, $\mathcal{T}_0 = 1$	$\tau = RC$, $X(j\omega) = E_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = V_0(j\omega)$, $X = E_g$, $y = v_0$, $\mathcal{T}_\infty = 1$
I – I R – C	$\tau = RC$, $X(j\omega) = I_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = i_0(j\omega)$, $X = I_g$, $y = i_0$, $\mathcal{T}_0 = 1$	$\tau = RC$, $X(j\omega) = I_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = I_0(j\omega)$, $X = I_g$, $y = i_0$, $\mathcal{T}_\infty = 1$
V – V L – R	$\tau = L/R$, $X(j\omega) = E_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = V_0(j\omega)$, $X = E_g$, $y = v_0$, $\mathcal{T}_0 = 1$	$\tau = L/R$, $X(j\omega) = E_g(j\omega)$, $Y(j\omega) = V_0(j\omega)$, $X = E_g$, $y = v_0$, $\mathcal{T}_\infty = 1$

Таблица 3.5. Безразмерные коэффициенты передачи (окончание)



Тип коэффициента передачи	Интегратор	Дифференциатор
I – I L – R	$t = L/R$, $X(jw) = I_g(jw)$, $Y(jw) = I_0(jw)$, $X = I_g$, $y = i_0$, $\mathcal{T}_0 = 1$	$t = L/R$, $X(jw) = I_g(jw)$, $Y(jw) = I_0(jw)$, $X = I_g$, $y = i_0$, $\mathcal{T}_u = 1$

3.1.3. Асимптотические приближения

Часто для построения АЧХ и ФЧХ используют логарифмический масштаб, тогда коэффициент передачи удобно измерять в децибелах.

Другими словами, рассматривается величина:

$y = 20 \lg |\mathcal{T}(j\omega)|$

как функция аргумента $x = 20 \lg \omega$ или $x = 20 \lg f$.

Если принять двойной логарифмический масштаб, то можно аппроксимировать характеристику фильтра кусочно-линейной кривой.

Для того чтобы объяснить этот метод, представим АЧХ в виде

$\mathcal{T}(j\omega) = \mathcal{T}_a N(j\omega)/D(j\omega)$.

Полиномы $N(j\omega)$ и $D(j\omega)$ могут быть разложены на произведение полиномов первого порядка следующим образом:

$$N(j\omega) = [1 + j(\omega/\omega'_1)][1 + j(\omega/\omega'_2)]\ldots[1 + j(\omega/\omega'_m)]$$
$$D(j\omega) = [1 + j(\omega/\omega_1)][1 + j(\omega/\omega_2)]\ldots[1 + j(\omega/\omega_n)].$$

В каждом из множителей следует заменить $1 + j(\omega/\omega_i)$ на 1, если $\omega < \omega_i$ и на $j(\omega/\omega_i)$, если $\omega \geq \omega_i$, $\forall \omega_i \in (\omega_1, \omega_2, \ldots, \omega_n) \cup (\omega'_1, \omega'_2, \ldots, \omega'_n)$.

Пример:

$$\mathcal{T}(j\omega) = \mathcal{T}_0 \frac{1 + j(\omega/\omega_a)}{[1 + j(\omega/\omega_1)][1 + j(\omega/\omega_2)][1 + j(\omega/\omega_3)]},$$

где, например, $\omega_1 < \omega_2 < \omega_a < \omega_3$.

Величина $\mathcal{T}(j\omega)$ будет принимать следующие значения в зависимости от рассматриваемого интервала

$\omega < \omega_1$, $\mathcal{T}(j\omega) = \mathcal{T}_0$,

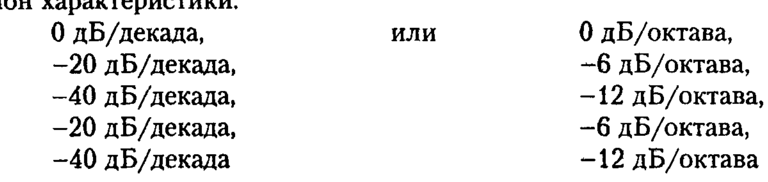
$\omega_1 \leqslant \omega < \omega_2$, $\mathcal{T}(j\omega) = (1/j)\mathcal{T}_0(\omega_1/\omega)$,

$\omega_2 \leqslant \omega < \omega_a$, $\mathcal{T}(j\omega) = (1/j^2)\mathcal{T}_0(\omega_1\omega_2/\omega^2)$,

$\omega_a \leqslant \omega < \omega_3, \quad \mathcal{T}(j\omega) = (1/j)\mathcal{T}_0(\omega_1\omega_2/\omega_a)(1/\omega),$

$\omega_3 < \omega, \quad \mathcal{T}(j\omega) = (1/j^2)\mathcal{T}_0(\omega_1\omega_2\omega_3/\omega_a)(1/\omega^2).$

Получим кривую, представленную на рис. 3.11.



Участки 1–5 соответственно имеют в логарифмическом масштабе наклон характеристики:

0 дБ/декада,	или	0 дБ/октава,
–20 дБ/декада,		–6 дБ/октава,
–40 дБ/декада,		–12 дБ/октава,
–20 дБ/декада,		–6 дБ/октава,
–40 дБ/декада		–12 дБ/октава

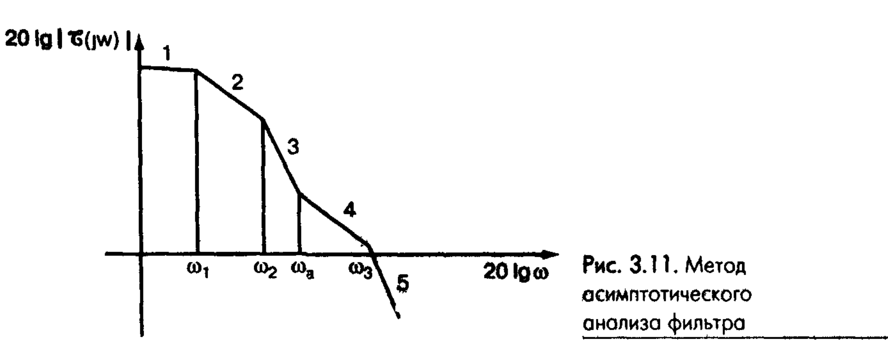


Рис. 3.11. Метод асимптотического анализа фильтра

На рис. 3.12 и 3.13 приведены кусочно-линейные аппроксимации характеристик фильтров нижних и верхних частот. Аналогичное асимптотическое приближение для ФЧХ представлено в виде ступеньки $\pm\pi/2$.

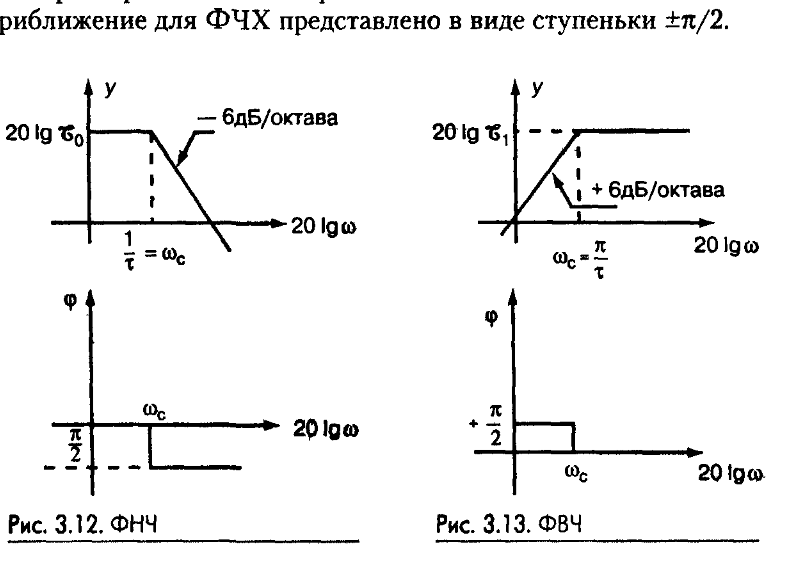


Рис. 3.12. ФНЧ

Рис. 3.13. ФВЧ

3.1.4. Полуинтегратор и полудифференциатор

Схемы, показанные на рис 3 14 и 3 15, представляют собой соответственно так называемые схемы полуинтегратора и полудифференциатора, построенные на основе RC-цепочек.

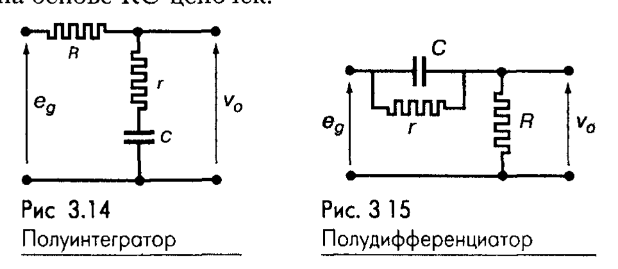


Рис 3.14
Полуинтегратор

Рис. 3 15
Полудифференциатор

Основные формулы по данным схемам представлены в табл. 3.6.

Таблица 3.6. Полуинтегратор и полудифференциатор

Тип	Коэффициент передачи, $\mathcal{T}(j\omega)$	Переходный отклик на ступенчатый импульс, $e_g = E_g\Upsilon(t)$
Полуинтегратор V – V	$\frac{1+j\omega Cr}{1+j\omega C(R+r)}$	$E_g\left[1-(R/r+R)e^{-t/\tau}\right]$ $\tau=C(R+r)$
Полудифференциатор V – V	$\frac{R}{r+R}\;\frac{1+j\omega Cr}{1+j\omega CrR(r+R)}$	$E_g\left[\frac{R}{r+R}+\frac{r}{r+R}e^{-t/\tau}\right]$ $\tau=CrR/(r+R)$
Полуинтегратор, обычно a ≤ 1	$\mathcal{T}_0\frac{1+j\omega(1-a)\tau}{1+j\omega\tau}$	$\mathcal{T}_0 X\left[1-ae^{-t/\tau}\right]$
Полудифференциатор, обычно a ≤ 1	$(1-a)\mathcal{T}_\infty\frac{1+j\omega\tau/(1-a)}{1+j\omega\tau}$	$\mathcal{T}_\infty X\left[1-a(1-e^{t/\tau})\right]$

3.1.5. Простейшие резонаторы

Общее выражение для комплексного коэффициента передачи простейшего резонатора можно записать как:

$$\mathcal{T}(j\omega)=\mathcal{T}_M=\frac{j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{1}{Q}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{1}{Q}+\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}. \qquad (3\ 10)$$

Переходная характеристика y(t) определяется при следующих условиях.

- амплитуда входного ступенчатого импульса, приложенного в момент времени t = 0, равна X;

○ значение входного сигнала в момент времени $t = 0$ равно x_0;

○ значение выходного сигнала в момент времени $t = 0$ равно y_0.

Таким образом, начальные условия задаются величинами x_0 и y_0. Для $x(t) = X\Upsilon(t)$ при $t > 0$ получим

$$y(t) = \frac{e^{-t/\tau}}{\sin\varphi}\left[\mathcal{T}_M \frac{X - x_0}{Q} \sin\omega_n t + y_0 \sin(\omega_n t + \varphi)\right], \tag{3.11}$$

где $\tau = 2Q/\omega_0$, $\operatorname{tg}\varphi = 2Q\sqrt{1-(1/4Q)^2} = \omega_n t$, $\omega_n = \omega_0 \sin\varphi$.

Кроме того, имеем

$$\cos\varphi = 1/2Q,\ \sin\varphi = \sqrt{1-(1/4Q^2)},\ \tau = 1/\omega_0\cos\varphi.$$

АЧХ и ФЧХ фильтра показаны на рис. 3.16 и 3.17.

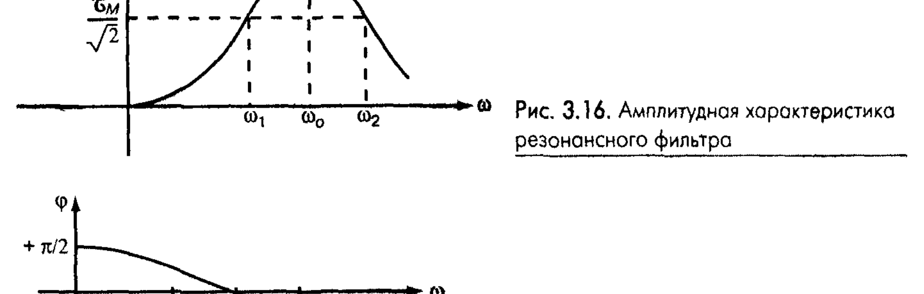


Рис. 3.16. Амплитудная характеристика резонансного фильтра

Рис. 3.17. Фазовая характеристика фильтра

АЧХ $|\mathcal{T}(j\omega)|$ принимает максимальное значение $\mathcal{T}_M$ на частоте $\omega = \omega_0$, которая называется *резонансной частотой*.

Границы ω_1 и ω_2 полосы пропускания фильтра обычно определяются на уровне –3 дБ, то есть как значения ω, при которых $|\mathcal{T}(j\omega)| = \mathcal{T}_M/\sqrt{2}$. Для граничных частот верны следующие равенства:

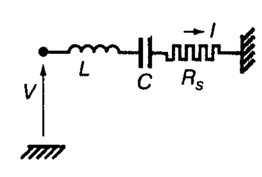
$$\frac{\omega_1}{\omega_0} = -\frac{1}{2Q} + \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}},\quad \frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{1}{2Q} + \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}}. \tag{3.12}$$

На основании этого получим полосу пропускания на 3 дБ:

$$\Delta f/f_0 = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0 = 1/Q. \tag{3.13}$$

В табл. 3.7 приведены параметры последовательного и параллельного резонансного контура.

Таблица 3.7. Резонаторы

Схема	Значения элементов
 Параллельный резонатор $\mathcal{T}(j\omega) = (V/I)(j\omega)$	$\mathcal{T}_M = R_p$, $Q = R_p/\omega_0 L = \omega_0 C R_p$, $\omega_0^2 = 1/LC$, $\Delta f = 1/2\pi C R_p$
Последовательный резонатор $\mathcal{T}(j\omega) = (I/V)(j\omega)$	$\mathcal{T}_M = 1/R_S$, $Q = L\omega_0/R_S$, $\omega_0^2 = 1/LC$, $\Delta f = R_S/2\pi L$
Параллельный резонатор $\mathcal{T}(j\omega) = (V_0/I)(j\omega)$	$\omega_0^2 L = 1/C_1 + 1/C_2 = 1/\gamma$, $\gamma = C_1C_2/(C_1 + C_2)$, $Q = R_p/\omega_0 L = \omega_0\gamma R_p$, $\mathcal{T}_M = R_pC_1/(C_1 + C_2)$, $\Delta f = 1/2\pi\gamma R_p$

Следует помнить, что коэффициент передачи снижается при подключении нагрузочного сопротивления к выходу схемы.

Схемы, приведенные на рис. 3.18 и 3.19, являются эквивалентными в окрестности резонансной частоты, если

$\omega_0 C_2 R_2 \gg 1$.

Резонансная частота ω_0 определяется следующей формулой:

$$\omega_0^2 = (1/L)(1/C_1 + 1/C_2) = (1/L)(1/\gamma).$$

Тогда

$$\mathcal{T}(j\omega) = \frac{V_0}{I}(j\omega) = \frac{\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\left(\frac{C_1+C_2}{C_2}\right)R_2}{1+\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\left(\frac{C_1+C_2}{C_2}\right)+j\omega(C_1+C_2)R_2\left[1+\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]} \qquad \textbf{(3.14)}$$

$$\mathcal{T}(j\omega_0) = \mathcal{T}_M = R_2(1 + C_2/C_1) \qquad (3.15)$$

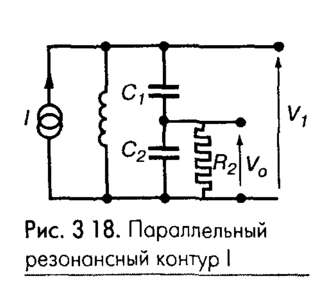


Рис. 3 18. Параллельный резонансный контур I

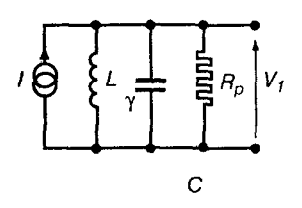


Рис. 3.19. Параллельный резонансный контур II

$$R_p = R_2(1+C_2/C_1)^2; \tag{3.16}$$

$$\Delta f/f_0 = 1/Q = \omega_0 L/R_p \Rightarrow \Delta f = \frac{1}{2\pi R_2(C_1+C_2)}\frac{C_1}{C_2}. \tag{3.17}$$

Если $\omega_0 C_2 R_2 \geqslant 5$, то приближенные формулы (3.16) и (3.17) верны с погрешностью менее 10%.

3.2. Анализ схем

3.2.1. Основные теоремы

Предварительные определения

Ветвь – это элемент схемы (или группа элементов) с двумя внешними выводами (двухполюсник).

Узел – точка соединения ветвей.

Четырехполюсник – элемент (или группа элементов) с четырьмя внешними выводами, то есть включающий, по крайней мере, две ветви.

Уравнения для каждой ветви могут иметь две формы:

для ветви с импедансом (рис. 3 20)

$$V_a + E_a = Z_a I_a, \tag{3.18}$$

для ветви с проводимостью (рис. 3.21)

$$I_a + J_a = Y_a V_a, \tag{3.19}$$

где E_a – электродвижущая сила источника напряжения;

J_a – ток источника тока.

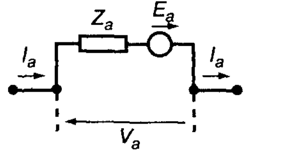


Рис. 3 20 Двухполюсник (ветвь) с импедансом

Рис 3.21 Двухполюсник (ветвь) с проводимостью

Кроме рассмотренных выше *независимых* источников тока и напряжения, существуют так называемые *зависимые источники*

На рис 3.22 и 3.23 представлены схемы четырехполюсников, образованные двумя ветвями, каждая из которых может быть представлена в виде проводимости или в виде сопротивления (импеданса).

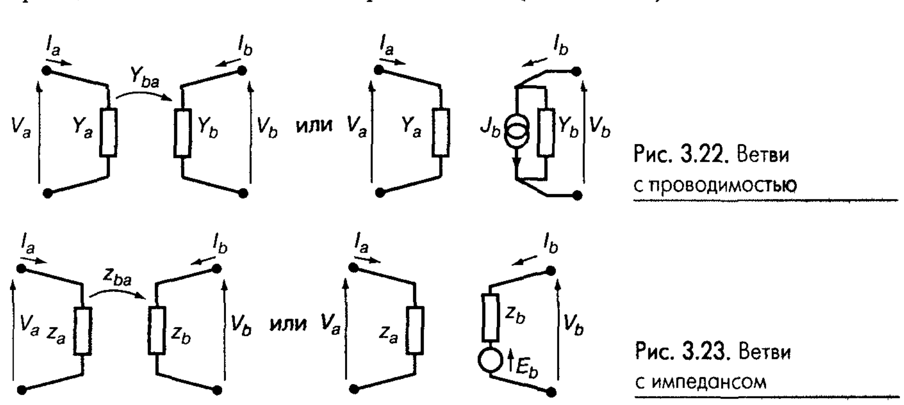


Рис. 3.22. Ветви с проводимостью

Рис. 3.23. Ветви с импедансом

Для ветвей с проводимостью можно записать

$$\begin{cases} I_a = Y_a V_a \\ I_b = Y_{ba} V_a + Y_b V_b \end{cases} \qquad (3.20)$$

или $I_b = J_b + Y_b \times V_b$
при $J_b = Y_{ba} \times V_a$.

Для ветвей с импедансом

$$\begin{cases} V_a = z_a I_a \\ V_b = z_{ba} I_a + z_b V_b \end{cases} \qquad (3.21)$$

или $V_b = (+E_b) + z_b I_b$
при $E_b = z_{ba} I_a$.

Схемы, изображенные на рис. 3.22 и 3 23 справа, представляют собой зависимые источники тока и напряжения $J_b = Y_{ba} V_a$ и $E_b = z_{ba} I_a$. Здесь учтено одностороннее* влияние входной ветви на выходную.

Правила Кирхгофа

Первое правило Кирхгофа (правило токов)

Алгебраическая сумма сил токов, сходящихся в узле, равна нулю (рис. 3 24).

* Двухстороннее влияние учитывается аналогично – добавлением источника тока или напряжения во входную ветвь. – *Прим ред.*

Рис. 3.24. Узел

$$\sum I = 0. \tag{3.22}$$

Обычно считаются положительными токи, втекающие в узел.

$$\sum I = I_1 + (-I_2) + (-I_3) + I_4 = 0.$$

Второе правило Кирхгофа (правило напряжений)

В замкнутом контуре алгебраическая сумма электродвижущих сил источников равна алгебраической сумме напряжений, падающих на элементах (рис. 3.25)

$$\sum E = \sum ZI. \tag{3.23}$$

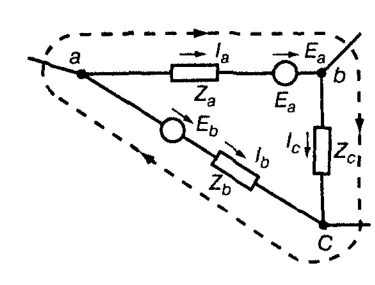


Рис. 3.25. Замкнутый контур

Для применения второго правила следует выбрать направления обхода контура:

$$\sum E = E_a + (-E_b) = \sum ZI = Z_a I_a + Z_b(-I_b) + Z_c I_c.$$

Первое правило применимо и в том случае, если какие-либо ветви, соединенные с рассматриваемым узлом, содержат зависимые или независимые источники. Второе правило также может использоваться без ограничений, если некоторые из ветвей рассматриваемого контура содержат зависимые источники.

Состояние электрической схемы. Наложение состояний

Состояние электрической схемы определяется набором напряжений и токов всех ее ветвей.

Рассмотрим *линейную* схему. В этом случае можно применить принцип *суперпозиции* состояний: обозначим через $I_{a1}, I_{a2}, ..., I_{an}$ ток некоторой ветви *a* схемы, вызываемый влиянием источников напряжений, имеющихся в схеме, действующих по отдельности:

$$E_1 = (e_{11}, e_{12} \ldots e_{1p}), E_2 = (e_{21}, e_{22} \ldots e_{2p}) \ldots, E_n = (e_{n1}, e_{n2} \ldots e_{np}),$$

тогда $I_a = I_{a1} + I_{a2} \ldots + I_{an}$ – это суммарный ток, вызванный одновременным действием этих источников:

$$E = E_1 \cup E_2 \cup \ldots \cup E_n .$$

Наоборот, если V_{a1}, V_{a2}, ..., V_{an} – это напряжение на некоторой ветви *a*, вызванное влиянием источников тока, действующих по отдельности:

$$J_1 = (j_{11}, j_{12} \cdots j_{1p}),\ J_2 = (j_{21}, j_{22} \cdots j_{2p}) \cdots J_n = (j_{n1}, j_{n2} \cdots j_{np}),$$

то $V = V_{a1} + V_{a2} + \ldots + V_{an}$ – это суммарное напряжение, возникающее при одновременном действии этих источников:

$$J = J_1 \cup J_2 \cup \ldots \cup J_n .$$

В некоторых случаях вместо использования принципа суперпозиции проще вычислить напряжение или ток рассматриваемой ветви непосредственно.

Теоремы Тевенина и Нортона

Теорема Тевенина*

Рассмотрим схему, содержащую независимые источники тока **и/или на**пряжения и имеющую два внешних вывода A и B (рис. 3.26).

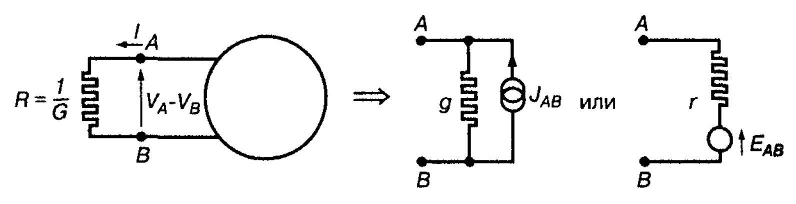


Рис. 3.26. Эквивалентная схема, рассматриваемая в теореме Тевенина

Можно сформулировать три следующих положения:

- в режиме холостого хода, когда между точками A и B не включена нагрузка, измеряется разность потенциалов $E_{AB} = V_A - V_B$;
- если между точками A и B включен внешний резистор R, то ток, протекающий через него, определяется следующим образом:

  $I = E_{AB}/(R + r)$.

  Другими словами схема ведет себя как источник напряжения E_{AB}, последовательно с которым включено внутреннее сопротивление r;

* Теорема об эквивалентном источнике напряжения. – *Прим ред*

- если замкнуть накоротко все источники напряжения и разомкнуть все источники тока, имеющиеся в рассматриваемой схеме, то двухполюсник АВ будет эквивалентен сопротивлению r.

*Теорема Нортона**

Рассмотрим схему, отдельные ветви которой содержат независимые источники тока и/или напряжения. Используя принцип дуальности, можно сформулировать три положения, похожие на предыдущие.

Если соединить выводы А и В (*короткое замыкание*, см. рис. 3.26), то выходной ток $I = J_{AB}$ (так называемый ток короткого замыкания). Если между точками А и В включить проводимость $G = 1/R$, то можно рассчитать выходное напряжение схемы по формуле

$V_{AB} = J_{AB}[1/(G + g)]$.

Другими словами, схема ведет себя как источник тока J_{AB}, параллельно с которым включена внутренняя проводимость g.

Если убрать все независимые источники, имеющиеся в схеме, то получившийся пассивный двухполюсник АВ будет вести себя как проводимость величиной g.

Иногда, как будет показано в разделах 4.1 и 4.5, некоторые ветви могут иметь отрицательное сопротивление или проводимость. Тогда применение теорем Тевенина и Нортона становится возможным, только если выполнено одно из следующих условий:

- если $r = -r'$, где $r' > 0$, то при $R - r' > 0 \Rightarrow R > r'$;
  $I = E_{AB}/(R - r')$;
- если $g = -g'$, где $g > 0$, то при $G - g' > 0 \Rightarrow G > g'$
  $V_{AB} = J_{AB}[1/(G - g')]$.

3.2.2. Элементы электрических цепей и определения

Определения

Ветви, узлы, замкнутые контуры (см. раздел 3.2.1).

Пара узлов – любые два узла схемы, используемые для введения понятия разности потенциала.

Дерево – схема, из которой удалены все ветви, которые образовывали замкнутые контуры.

---

* Теорема об эквивалентном источнике тока – *Прим ред*

Хорда – ветвь, не принадлежащая дереву.

Подсхема – часть исходной схемы.

Закрытая цепь – цепь, электрическое состояние которой полностью определено.

Открытая цепь – в противном случае. Открытая цепь должна быть дополнена одной или несколькими открытыми цепями для получения закрытой цепи.

Линейно независимые токи замкнутых контуров. Токи во всех ветвях линейной цепи являются линейной комбинацией токов нескольких замкнутых контуров, выбранных соответствующим образом. Обозначим через M число таких линейно независимых контуров, набор которых называют *базисным.*

Разности потенциалов между линейно независимыми парами узлов. Напряжение на любой ветви линейной схемы является линейной комбинацией разностей потенциалов (напряжений) между парами узлов, выбранных соответствующим образом. Обозначим через P число таких линейно независимых пар, называемых базисными.

Топологические параметры электрической цепи – это набор чисел S, B, N, P, M, которые удовлетворяют соотношениям:

$$P = N - S; \quad (3.24)$$

$$M = B - P = B + S - N, \quad (3.25)$$

где:

S – число подсхем (x);

B – число ветвей;

N – число узлов;

P – число базисных напряжений;

M – число базисных токов.

Типы ветвей

Ветвь с импедансом (см. рис. 3.20).

Ветвь с проводимостью (см. рис. 3.21).

Ветвь с проводимостью с односторонней связью (см. рис. 3.22).

Ветвь с импедансом с односторонней связью (см. рис. 3.23).

Ветвь с импедансом с двухсторонней связью (см. рис. 3.27).

Для идеального трансформатора (рис. 3.27) при гармоническом воздействии

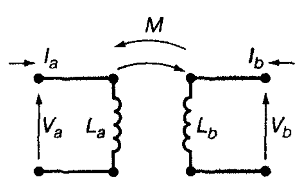


Рис. 3 27. Ветвь с импедансом с двухсторонней связью

$$\begin{cases} V_a = j\omega L_a I_a + j\omega M I_b \\ V_b = j\omega M I_a + j\omega L_b I_b. \end{cases} \quad (3.26)$$

Степень связи определяется величиной $j\omega M$.

Для произвольного воздействия в операторном виде можно записать

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_a & pM \\ pM & pL_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Приведенные соотношения верны и в том случае, если в схеме присутствуют отрицательные импедансы

Такие отрицательные сопротивления в цепи могут быть следствием

- особенностей поведения некоторых двухполюсников (нелинейных);
- односторонней связи между ветвями некоторой подсхемы, имеющей два внешних вывода, которую для удобства представили в виде эквивалентной схемы.

3.2.3. Составление уравнений для замкнутой цепи

Выбор базисных токов или напряжений

Метод будет продемонстрирован на примере.

Пусть топология сети задается следующими параметрами:

$S = 2, B = 8, N = 6,$

откуда

$P = N - S = 4, M = B - P = 4.$

Тогда набор базисных напряжений V_1, V_2, V_3, V_4 (рис. 3.30).

Набор базисных токов I_1, I_2, I_3, I_4 (рис. 3.31).

Напряжения ветвей $V_a, V_b, V_c, V_d, V_e, V_f, V_g, V_h$ могут быть **выражены** через базисные напряжения V_1, V_2, V_3, V_4 (рис. 3.32).

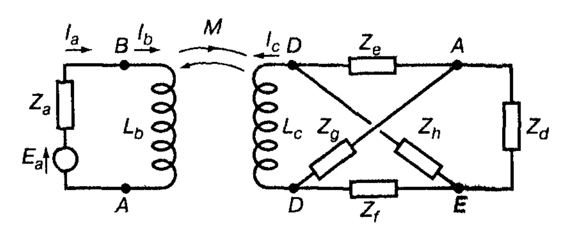


Рис. 3.28. Электрическая схема

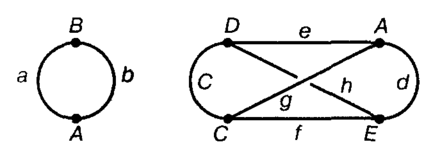


Рис. 3.29. Топологическая схема

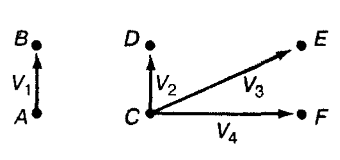


Рис. 3.30. Выбор базисных напряжений

Рис. 3.31. Выбор базисных токов

Токи ветвей I_a, I_b, I_c, I_d, I_e, I_f, I_g, I_h могут быть выражены через базисные токи I_1, I_2, I_3, I_4 (рис. 3.33).

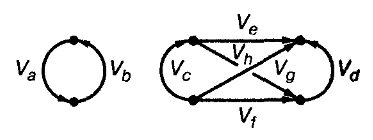


Рис. 3.32. Напряжения ветвей

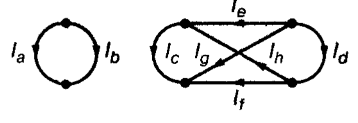


Рис. 3.33. Токи ветвей

Например:

$V_e = V_3 - V_2$,

$I_f = I_2 - I_3 - I_4$.

В матричном виде можно записать:

$$[\bar{V}] = [\mathfrak{D}][V], \tag{3.28}$$

где $[\bar{V}]$ – вектор-столбец напряжений всех ветвей;

$[V]$ – вектор-столбец базисных напряжений.

$$[\bar{I}] = [\mathcal{C}][I], \tag{3.29}$$

где $[\bar{I}]$ – вектор-столбец токов всех ветвей;

$[I]$ – вектор-столбец токов базисных контуров;

$[\mathfrak{D}]$ и $[\mathcal{C}]$ – так называемые *матрицы соединений*.

3.2.4. Построение матрицы проводимостей

Операционный метод

При использовании метода следует:

1. Преобразовать все источники напряжения в источники тока.
2. Выбрать набор базисных напряжений [V].
3. Применить закон Кирхгофа для токов:

   $\sum J_{вх} = \sum \mathfrak{I}_{вых}$.
4. Получим

   $[J] = \boxed{Y}\,[V]$ (3.30)
5. Зная [V], можно определить $[\bar{V}]$ по формуле $[\bar{V}] = [\mathfrak{D}][V]$.

3.2.5. Построение матрицы импедансов

Операционный метод

Следует:

1. Преобразовать все источники тока в источники напряжения.
2. Выбрать базисные контурные токи [I].
3. Для каждого из базисных контуров записать закон Кирхгофа:

   $\Sigma V_{напряжение\ ветви} = \Sigma E_{акт\ ЭДС}$.
4. Получим

   $[E] = \boxed{Z}[I]$. (3.31)
5. Зная [I], можно определить $[\bar{I}]$ по формуле

   $[\bar{I}] = [\mathcal{C}][I]$.

3.2.6. Составление уравнений открытой цепи

Выбор базисных напряжений

Цепь дополняется ветвями, состоящими из идеальных источников тока (рис. 3.34), таким образом, чтобы получить закрытую цепь, затем можно перейти к одному из предыдущих случаев.

Выбор базисных токов

Цепь дополняется ветвями, состоящими из идеальных источников напряжения (рис. 3.35), таким образом, чтобы получить закрытую цепь, затем можно перейти к одному из предыдущих случаев.

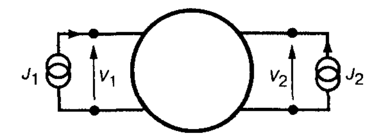


Рис. 3.34. Получение закрытой цепи из открытой цепи

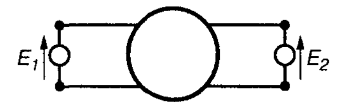


Рис. 3.35. Дополнение двухполюсниками до закрытой цепи

3.3. Пассивные четырехполюсники

3.3.1. Матрицы импедансов и проводимостей

Четырехполюсник представляет собой устройство, имеющее две пары внешних выводов: 1–1' и 2–2' (рис. 3.36). Одна пара 1–1' (вход) предназначена для подключения к источнику входного сигнала, а другая 2–2' (выход) – для подключения нагрузки. В отличие от многоконтурных цепей общего вида при рассмотрении четырехполюсников обычно предполагают, что четырехполюсник либо вовсе не содержит источников энергии (кроме подключенного ко входу), либо содержит только зависимые источники (электронные лампы, транзисторы), осуществляющие передачу энергии в одном направлении (от входа к выходу). Первые называются пассивными четырехполюсниками, а вторые – активными. Для того чтобы определить четыре параметра I_1, V_1 и I_2, V_2, необходимо четыре уравнения. Для этого следует подключить двухполюсники ко входу и выходу четырехполюсника (рис. 3.37).

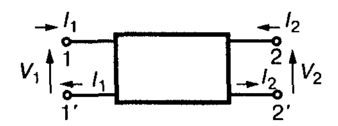


Рис. 3.36. Открытый четырехполюсник

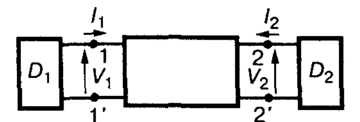


Рис. 3.37. Четырехполюсник, дополненный диполями двухполюсниками

Четырехполюсник описывается двумя уравнениями, которые можно записать в матричном виде.

В двух наиболее распространенных формах записи используются *матрица импедансов* [Z] и *матрица проводимостей* [Y]:

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases} \text{или} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Z]\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}; \qquad (3.32)$$

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases} \text{или} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}. \qquad (3.33)$$

Два уравнения определяются входным и выходным двухполюсниками D_1 и D_2.

Таблица 3.8. Определение элементов матрицы [Z] и [Y]

Условия	Матрица [Z]
Выход $I_2 = 0$	$V_1 = Z_{11}I_1$ $Z_{11} = V_1/I_1$ – входной импеданс
Выход открытая цепь	$V_2 = Z_{21}I_1$ $Z_{21} = V_2/I_1$ – прямой
Вход $I_1 = 0$	$V_1 = Z_{12}I_2$ $Z_{12} = V_1/I_2$ – обратный
Вход открытая цепь	$V_2 = Z_{22}I_2$ $Z_{22} = V_2/I_2$ – выходной импеданс
Условия	**Матрица [Y]**
Выход $V_2 = 0$	$I_1 = Y_{11}V_1$ $Y_{11} = I_1/V_1$ – входная проводимость
Выход короткое замыкание	$I_2 = Y_{21}V_1$ $Y_{21} = I_2/V_1$ – прямая
Вход $V_1 = 0$	$I_1 = Y_{12}V_2$ $Y_{12} = I_1/V_2$ – обратная
Вход короткое замыкание	$I_2 = Y_{22}V_2$ $Y_{22} = I_2/V_2$ – выходная проводимость

Функциональные связи между элементами матриц [Z] и [Y] приведены в табл. 3.9.

Таблица 3.9. Переход [Z] ⇒ [Y] и [Y] ⇒ [Z]

[Z] ⇒ [Y]	$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow [Y] = \frac{1}{\Delta Z} \begin{bmatrix} Z_{22} & -Z_{12} \\ -Z_{21} & Z_{11} \end{bmatrix}$	$\Delta Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$	$Y_{11} = Z_{22}/\Delta Z$ $Y_{12} = -Z_{12}/\Delta Z$ $Y_{21} = -Z_{21}/\Delta Z$ $Y_{22} = Z_{11}/\Delta Z$
[Y] ⇒ [Z]	$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow [Z] = \frac{1}{\Delta Y} \begin{bmatrix} Y_{22} & -Y_{12} \\ -Y_{21} & Y_{11} \end{bmatrix}$	$\Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$	$Z_{11} = Y_{22}/\Delta Y$ $Z_{12} = -Y_{12}/\Delta Y$ $Z_{21} = -Y_{21}/\Delta Y$ $Z_{22} = Y_{11}/\Delta Y$

Любой пассивный четырехполюсник, имеющий общий вывод на входе и на выходе, например, вывод 1'–2', может быть представлен эквивалентной цепью с тремя импедансами или эквивалентной цепью с тремя проводимостями, как показано на рис. 3.38 и 3.39.

В случае четырехполюсника с внешними обратными связями рассматриваются три пары величин (V_1, I_1), (V_2, I_2) и (V_3, I_3) – см рис. 3.40.

Тогда матричное уравнение можно записать следующим образом:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}.$$

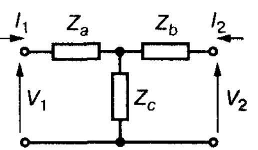


Рис 3 38 Эквивалентная схема пассивного четырехполюсника с тремя импедансами

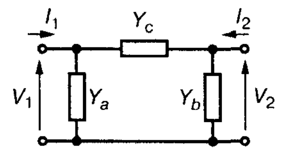


Рис. 3.39 Эквивалентная схема пассивного четырехполюсника с тремя проводимостями

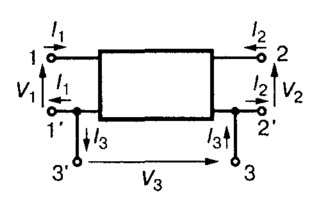


Рис. 3.40. Четырехполюсник с обратной связью

Таблица 3.10 Матрицы эквивалентных схем пассивных четырехполюсников

Цепь	Соответствующая матрица
Цепь с импедансом Т-образная цепь Один общий вывод входа и выхода	$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad [Z] = \begin{bmatrix} Z_a + Z_c & Z_c \\ Z_c & Z_b + Z_c \end{bmatrix}$
Цепь с проводимостью П-образная цепь Один общий вывод входа и выхода	$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad [Y] = \begin{bmatrix} Y_a + Y_c & -Y_c \\ -Y_c & Y_b + Y_c \end{bmatrix}$

Если $I_3 = 0$ (открытая цепь), то:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} - \dfrac{Y_{13}Y_{31}}{Y_{33}} & Y_{12} - \dfrac{Y_{13}Y_{32}}{Y_{33}} \\ Y_{21} - \dfrac{Y_{23}Y_{31}}{Y_{33}} & Y_{22} - \dfrac{Y_{23}Y_{32}}{Y_{33}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}.$$

Для пассивного четырехполюсника

$Y_{12} = Y_{21}$, $Y_{13} = Y_{31}$, $Y_{23} = Y_{32}$.

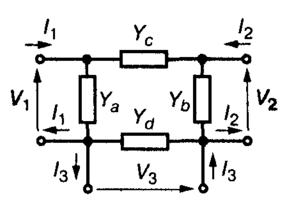


Рис. 3.41. Схема прямоугольной четырехполюсной цепи

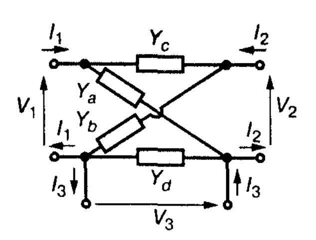


Рис. 3.42 Схема скрещенной симметричной четырехполюсной цепи

Таблица 3.11. Матрицы четырехполюсника с обратной связью

Обычная матрица [Y]	Матрица [Y] при $I_3 = 0$
Схема прямоугольной цепи $\begin{bmatrix} Y_a+Y_c & -Y_c & -Y_c \\ -Y_c & Y_c+Y_b & Y_c \\ -Y_c & Y_c & Y_c+Y_d \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Y_a+\frac{Y_cY_d}{Y_c+Y_d} & -\frac{Y_cY_d}{Y_c+Y_d} \\ -\frac{Y_cY_d}{Y_c+Y_d} & Y_b+\frac{Y_cY_d}{Y_c+Y_d} \end{bmatrix}$
Схема скрещенной симметричной цепи $\begin{bmatrix} Y_c+Y_a & -Y_c & -Y_c-Y_a \\ -Y_c & Y_b+Y_c & Y_b+Y_c \\ -Y_c-Y_a & Y_b+Y_c & Y_a+Y_b+Y_c+Y_d \end{bmatrix}$	$\frac{1}{Y_a+Y_b+Y_c+Y_d} \times \begin{bmatrix} (Y_a+Y_c)(Y_b+Y_d) & -Y_cY_d+Y_aY_b \\ -Y_cY_d+Y_aY_b & (Y_b+Y_c)(Y_a+Y_d) \end{bmatrix}$

3.3.2. Матрицы [h] и [g]

Кроме матриц параметров [Z] и [Y] часто используются матрицы смешанных параметров [h] и [g]:
матрица h_{ij}

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix},$$

матрица g_{ij}

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix}.$$

Параметры матриц определяются аналогично матрицам [Z] и [Y].

Таблица 3.12. Определение параметров h_{ij} и g_{ij}

Условия	Матрица [h]
Выход $V_2 = 0$	$V_1 = h_{11}I_1$ h_{11} – входной импеданс
Выход короткое замыкание	$I_2 = h_{21}I_1$ h_{21} – усиление по току
Вход $I_2 = 0$	$V_1 = h_{12}V_2$ h_{12} – усиление по обратному напряжению
Вход открытая цепь	$I_2 = h_{22}V_2$ h_{22} – выходная проводимость
Условия	**Матрица [g]**
Выход $I_2 = 0$	$I_1 = g_{11}V_1$ g_{11} – входная проводимость
Выход открытая цепь	$V_2 = g_{21}V_1$ g_{21} – усиление по напряжению
Вход $V_1 = 0$	$I_1 = g_{12}I_2$ g_{12} – усиление по обратному напряжению
Вход короткое замыкание	$V_2 = g_{22}I_2$ g_{22} – выходной импеданс

Таблица 3.13. Переход [h] ⇒ [g] и [g] ⇒ [h]

[h] ⇒ [g] $[g] = [h]^{-1}$	$[g] = \dfrac{1}{\Delta h}\begin{bmatrix} h_{22} & -h_{12} \\ -h_{21} & h_{11} \end{bmatrix}$ $\Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$
[g] ⇒ [h] $[h] = [g]^{-1}$	$[h] = \dfrac{1}{\Delta g}\begin{bmatrix} g_{22} & -g_{12} \\ -g_{21} & g_{11} \end{bmatrix}$ $\Delta g = g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21}$

Таблица 3.14 Преобразование [h] ↔[Y] и [g] ↔[Z]

$h_{ij} \Rightarrow Y_{ij}$	$Y_{ij} \Rightarrow h_{ij}$
$Y_{11} = 1/h_{11}$, $Y_{12} = -h_{12}/h_{11}$, $Y_{21} = h_{21}/h_{11}$, $Y_{22} = h_{22} - (h_{12}h_{21}/h_{11})$	$h_{11} = 1/Y_{11}$, $h_{12} = -Y_{12}/Y_{11}$, $h_{21} = Y_{21}/Y_{11}$, $h_{22} = Y_{22} - (Y_{12}Y_{21}/Y_{11})$
$g_{ij} \Rightarrow Z_{ij}$	$Z_{ij} \Rightarrow g_{ij}$
$Z_{11} = 1/g_{11}$, $Z_{12} = -g_{12}/g_{11}$, $Z_{21} = g_{21}/g_{11}$, $Z_{22} = g_{22} - (g_{12}g_{21}/g_{11})$	$g_{11} = 1/Z_{11}$, $g_{12} = -Z_{12}/Z_{11}$, $g_{21} = Z_{21}/Z_{11}$, $g_{22} = Z_{22} - (Z_{12}Z_{21}/Z_{11})$

На схеме, приведенной на рис. 3 43, показаны возможные методы перехода из одной системы представления параметров четырехполюсника в другую.

Рис. 3.43. Схема преобразований

3.3.3. Матрица цепи

Кроме указанных выше, при анализе соединений четырехполюсников широкое применение получила матрица, параметры которой можно определить следующим образом:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -B \\ C & -D \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \tag{3.34}$$

$$[\mathcal{T}] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}.$$

Для пассивных четырехполюсников

$$Z_{21} = Z_{12},\ Y_{21} = Y_{12},\ AD - BC = 1. \tag{3.35}$$

Таблица 3.15. Формулы перехода

[Z] → [C]	[Y] → [C]
$A = Z_{11}/Z_{21}$, $B = \Delta z/Z_{21}$, $C = 1/Z_{21}$, $D = Z_{22}/Z_{21}$, $\Delta z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$	$A = -Y_{22}/Y_{21}$, $B = -1/Y_{21}$, $C = -\Delta y/Y_{21}$, $D = -Y_{11}/Y_{21}$, $\Delta y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$
[C] → [Z]	**[C] → [Y]**
$Z_{11} = A/C$, $Z_{12} = (AD - BC)/C$, $Z_{21} = 1/C$, $Z_{22} = D/C$	$Y_{11} = D/B$, $Y_{12} = -(AD - BC)/B$, $Y_{21} = -1/B$, $Y_{22} = A/B$

3.3.4. Соединение четырехполюсников

Пусть на схеме, приведенной на рис. 3.40, $I_3 = 0$ или $V_3 = 0$.

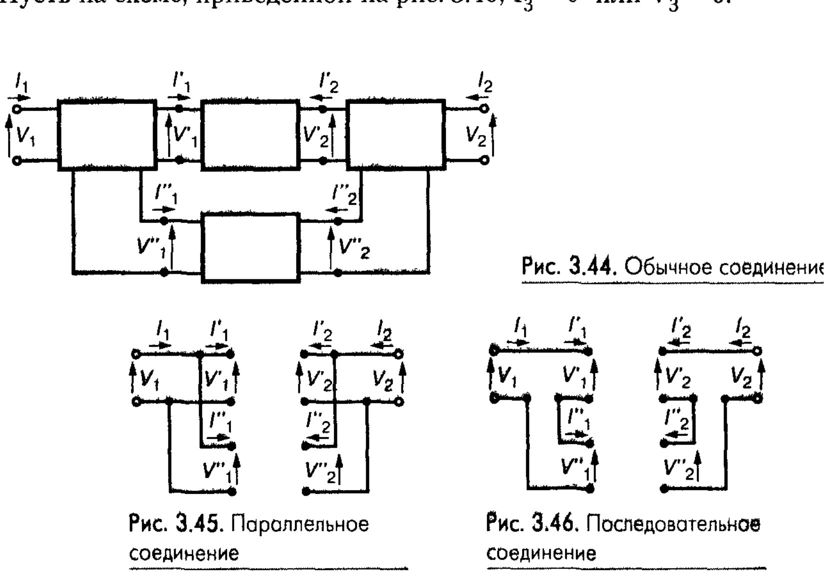


Рис. 3.44. Обычное соединение

Рис. 3.45. Параллельное соединение

Рис. 3.46. Последовательное соединение

Таблица 3.16. Комбинации четырехполюсников

Сочетание	Результирующая матрица
Параллельное соединение входов и выходов $I_1 = I_1' + I_1''$ $I_2 = I_2' + I_2''$, $V_1 = V_1' = V_1''$ $V_2 = V_2' = V_2''$	$[Y] = [Y]_1 + [Y]_2$ $\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$
Последовательное соединение входов и выходов: $I_1 = I_1' = I_1''$ $I_2 = I_2' = I_2''$, $V_1 = V_1' + V_1''$ $V_2 = V_2' + V_2''$	$[Z] = [Z]_1 + [Z]_2$ $\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$
Последовательное соединение входов, параллельное соединение выходов $I_1 = I_1' = I_1''$ $I_2 = I_2' + I_2''$, $V_1 = V_1' + V_1''$ $V_2 = V_2' = V_2''$	$[h] = [h]_1 + [h]_2$ $\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [h] \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$
Параллельное соединение входов, последовательное соединение выходов $I_1 = I_1' + I_1'$ $I_2 = I_2' = I_2''$, $V_1 = V_1' = V_1''$ $V_2 = V_2' + V_2''$	$[g] = [g]_1 + [g]_2$ $\begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [g] \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$

3.3.5. Постоянная передачи

Характеристические сопротивления несимметричного четырехполюсника

Характеристическими сопротивлениями Z_1 и Z_2 четырехполюсника называются сопротивления, удовлетворяющие условиям если импеданс нагрузки равен Z_2, то входное сопротивление четырехполюсника равно Z_1, если внутреннее сопротивление источника на входе равно Z_1, то выходное сопротивление четырехполюсника равно Z_2 (рис. 3.47 и 3.48).

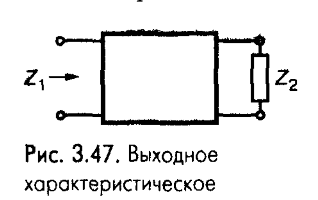


Рис. 3.47. Выходное характеристическое сопротивление

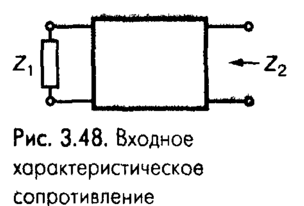


Рис. 3.48. Входное характеристическое сопротивление

Общие выражения для характеристических сопротивлений Z_1 и Z_2:

$$Z_1Z_2 = B/C; \; Z_2/Z_1 = D/A; \quad (3.36)$$

$$Z_1Z_2 = \Delta z; \; Z_2/Z_1 = Z_{22}/Z_{11}; \quad (3.37)$$

$$Z_1Z_2 = 1/\Delta y; \; Z_2/Z_1 = Y_{11}/Y_{22}; \quad (3.38)$$

$$Z_1 = \sqrt{AB/DC}; \; Z_2 = \sqrt{BD/AC}. \quad (3.39)$$

Если четырехполюсник замкнут на характеристические сопротивления Z_1 и Z_2 (рис. 3.49), то соответственно имеем:

$$e^{-2\theta} = -V_2I_2/V_1I_1 \quad (3.40)$$

$$e^{\theta} = \sqrt{AD} + \sqrt{BC} \quad (3.41)$$

где θ – *постоянная передачи.*

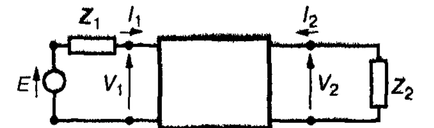


Рис. 3.49. Четырехполюсник замкнутый на характеристические сопротивления

Введение *постоянных передачи* удобно при последовательном включении четырехполюсников, каждый из которых согласован с характеристическими сопротивлениями (рис. 3.50).

Если θ' и θ" – это постоянные передачи двух четырехполюсников, то получим

$$e^{-2[\theta'+\theta'']} = -V_2I_2/V_1I_1. \quad (3.42)$$

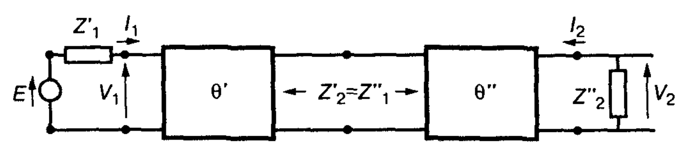


Рис. 3.50. Последовательное соединение согласованных четырехполюсников

Таблица 3.17. Выражения θ для типовых четырехполюсников

Схема	Выражение
	$\mathrm{th}\,\theta = \sqrt{Z/(Z+Z')}$
	$\mathrm{th}\,\theta = \sqrt{Z/(Z+Z')}$
	$\mathrm{th}(\theta/2) = \sqrt{Z/(Z+Z')}$
	$\mathrm{th}(\theta/2) = \sqrt{Z/(Z+Z')}$
	$\mathrm{th}(\theta/2) = \sqrt{Z_a/Z_b}$ $Z_1 = Z_2 = \sqrt{Z_a Z_b}$

3.4. Резистивные цепи

3.4.1. Цепь $R/2R$

Цепь R/2R (рис. 3.51), широко применяемая в аналого-цифровых преобразователях (АЦП), с точки зрения выходной нагрузки эквивалентна источнику напряжения (рис. 3.52).

Рис. 3.51. Резистивная цепь R/2R

Рис. 3.52. Эквивалентная схема резистивной цепи R/2R

$$E_a = \frac{E_1}{2} + \frac{E_2}{2^2} + \frac{E_3}{2^3} + \ldots + \frac{E_n}{2^n}. \tag{3.43}$$

При работе в составе АЦП напряжения E_1, E_2, ..., E_n могут принимать только два значения: 0 или E. Обозначив через a_1, a_2, ..., a_n такие двоичные переменные, связанные с E_1, E_2, ..., E_n (каждая из них может принимать только одно из двух значений: 0 или 1), получим

$$E_a = \left[\frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{2^2} + \frac{a_3}{2^3} + \ldots + \frac{a_n}{2^n}\right] E.$$

Пусть ε_1, ε_2, ε_3, ..., ε_{2n} – относительные погрешности **резисторов цепи,** состоящей из *n* каскадов и 2*n* элементов (рис. 3.53).

Рис. 3.53. n-каскадная цепь

Эквивалентная схема, приведенная на рис. 3.54, представляет собой источник напряжения E_a с внутренним сопротивлением R $(1 + \varepsilon_a)$, где ε_a – относительная погрешность:

$$\varepsilon_a = \sum_{1}^{2n} \varepsilon_j / 2^j; \tag{3.44}$$

Рис. 3.54. Эквивалентная схема n-каскадной цепи

$$E_a = (1-x_1)(E_1/2) + (1+x_1-x_2)(E_2/2^2) + (1+x_1+x_2-x_3)(E_3/2^3) + \ldots + (1+x_1+\ldots+x_{n-1}-x_n)(E_n/2^n). \quad (3.45)$$

Если $|x_1|, |x_2|, \ldots, |x_n| \ll 1/n$, то

$$\begin{cases} x_1 = \frac{\varepsilon_1}{2} - \frac{\varepsilon_2}{2^2} - \ldots - \frac{\varepsilon_{2n}}{2^{2n}} \qquad x_1 = \frac{\varepsilon_1}{2} - \sum_2^{2n} \frac{\varepsilon_j}{2^j} \\ x_2 = \frac{\varepsilon_3}{2} - \frac{\varepsilon_4}{2^2} - \ldots - \frac{\varepsilon_{2n}}{2^{2n-2}} \qquad x_2 = \frac{\varepsilon_3}{2} - \sum_4^{2n} \frac{\varepsilon_j}{2^{j-2}} \\ \ldots \\ x_p = \frac{\varepsilon_{2p-1}}{2} - \sum_{2p}^{2n} \frac{\varepsilon_j}{2^{j-2(p-1)}} \\ \ldots \\ x_n = \frac{\varepsilon_{2n-1}}{2} - \frac{\varepsilon_{2n}}{2^{2n}} \end{cases} \quad (3.46)$$

$$|\varepsilon_j| \le \eta, \quad \forall j \Rightarrow |\varepsilon_a| \le \eta_a = \eta\left[1-\left(\frac{1}{2}\right)^{2n}\right] \Rightarrow \quad (3.47)$$

$$\Rightarrow |x_p| \le X_p, \quad \forall p \Rightarrow X_p = \eta\left[1-\left(\frac{1}{2}\right)^{2(n-p)+2}\right] \quad (3.48)$$

3.4.2. Схемы несогласованных аттенюаторов

Если на выход необходимо подать только часть входного напряжения, то это можно сделать с помощью схемы, показанной на рис. 3.55.

Имеем $V_0/V_1 = r_0/R$.

Для двоичного аттенюатора

$$R = 2^n r_0 \Rightarrow V_0/V_1 = 2^{-n}.$$

Пример аттенюатора-делителя (в 4 раза) приведен на рис. 3.56.

Пример аттенюатора-умножителя (в 10 раз) показан на рис 3 57 В зависимости от используемого выхода

$$V_0/V = 10^p r_0 / 10^5 r_0 = 10^{p-5}.$$

Для случая, представленного на рисунке, p = 1 и $V_0/V_1 = 1/10^4$.

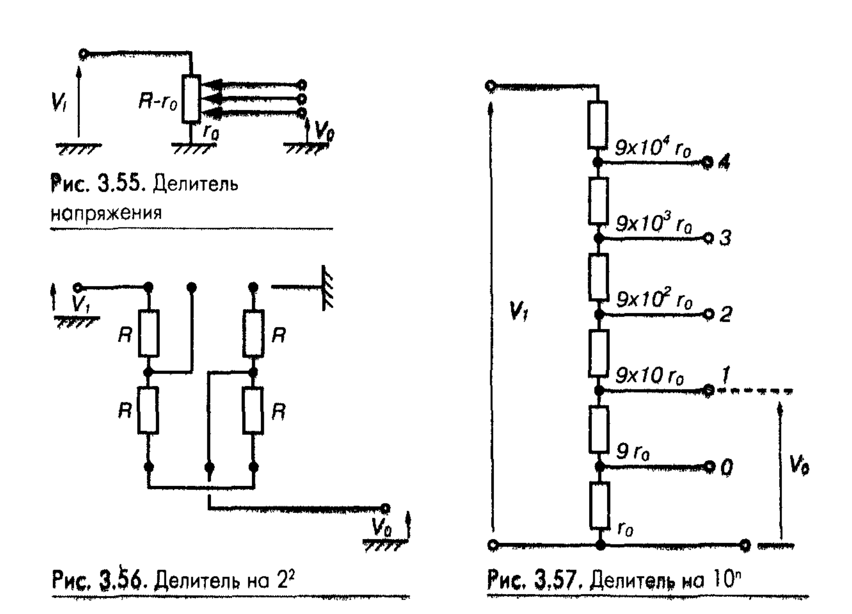


Рис. 3.55. Делитель напряжения

Рис. 3.56. Делитель на 2^2

Рис. 3.57. Делитель на 10^n

3.4.3. Схемы согласованных аттенюаторов

Строятся на основе любой из схем, представленной в табл. 3.17, плечи которой образованы активными сопротивлениями R и R', или R_a и R_b.

Характеристические сопротивления

$R_1 = R_2 = R_I$.

Обычно используются R_I, равные 50, 75 и 600 Ом.

3.4.4. Допуски на величину погрешности параметров элементов

Резистивные цепи различного типа выпускаются в корпусах небольших размеров с большим числом выводов. Диапазон допусков 10^{-2}–10^{-4}. При изготовлении подобных элементов часто используют тонкопленочные технологии.

3.4.5. Резистивный мост (мостик Уинстона)

Вычислим

$$I_g = E\frac{RR_b - XR_a}{R_0\left[R_g(X+R+R_a+R_b)+(X+R)(R_a+R_b)+F(R_a,R_b,X)\right]}$$

$$F(R_a,R_b,X) = R_g(X+R_b)(R+R_a)+XR_b(R+R_a)+RR_a(X+R_b)$$

Для частных случаев

$$1/R_g \to 0,\ V_g = E\frac{-XR_a+RR_b}{R_0(X+R+R_a+R_b)+(X+R_b)(R+R_a)} \quad (3.49)$$

$$1/R_g = 0,\ R_0 = 0,\ V_g = E\frac{-XR_a+RR_b}{(X+R_b)(R+R_a)} \quad (3.50)$$

Мостик находится в равновесии ($V_g = 0$) при $X/R = R_b/R_a$.

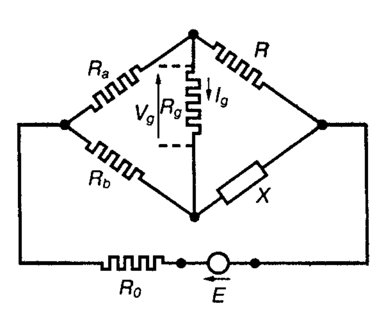


Рис. 3.58. Схема резистивного моста для прецизионного измерения сопротивлений

3.5. Фильтры второго и более высокого порядка

3.5.1. Типичные коэффициенты передачи и отклики

Таблица 3.18. Основные типы

Тип	Выражение для $\mathcal{T}(p)$	Выражения для H(s)
ФНЧ второго порядка PL_2	$\mathcal{T}_0\frac{1}{1+2a\tau p+\tau^2p^2}$	$\frac{1}{1+2as+s^2}$
ФВЧ второго порядка PH_2	$\mathcal{T}_\infty\frac{p^2\tau^2}{1+2a\tau p+\tau^2p^2}$	$\frac{s^2}{1+2as+s^2}$

Таблица 3.18. Основные типы (окончание)

Тип	Выражение для $\mathcal{T}(p)$	Выражения для H(s)
Полосовой фильтр РВ	$\mathcal{T}_M\frac{2a\tau p}{1+2a\tau p+\tau^2p^2}$ $2a=\frac{1}{Q}$	$\frac{2as}{1+2as+s^2}$
Полосовой режекторный (полосно-заграждающий) фильтр СВ	$\mathcal{T}_0\frac{1+b^2p^2\tau^2}{1+2a\tau p+\tau^2p^2}$	$\frac{1+b^2s^2}{1+2as+s^2}$
Фазосдвигающий фильтр	$\mathcal{T}_0\left[\frac{1-p\tau}{1+p\tau}\right]^n$ $\mathcal{T}_0\left[\frac{1-2a\tau p+\tau^2p^2}{1+2a\tau p+\tau^2p^2}\right]^n$	$\left[\frac{1-s}{1+s}\right]^n$ $\left[\frac{1-2as+s^2}{1+2as+s^2}\right]^n$

* $\mathcal{T}(p)$ – коэффициент передачи, H(s) – нормированный коэффициент передачи

Типичные амплитудные характеристики при гармоническом воздействии приведены в табл. 3.19. Нормированный коэффициент передачи

$$y = H(s) = H(jx),$$

где $x = \omega\tau$, x – нормированная круговая частота.

Фазосдвигающие фильтры передают входной сигнал на выход, не изменяя его амплитуды, но внося некоторый фазовый сдвиг.

В табл. 3.20 представлены типичные фазовые характеристики для обоих типов фазовых фильтров.

Таблица 3 19. Типичные амплитудные характеристики

Тип	Выражение	АЧХ	Формулы
PL_2	$y=\frac{1}{1+j2ax-x^2}$ ФНЧ	|y|, y_M, 1, x_M, x	$x_M=\sqrt{1-2a^2}$ $y_M=\frac{1}{2a}\frac{1}{\sqrt{1-a^2}}$ $2a^2<1$
PH_2	$y=\frac{-x^2}{1+j2ax-x^2}$ ФВЧ	|y|, y_M, 1, x_M, x	$x_M=\frac{1}{\sqrt{1-2a^2}}$ $y_M=\frac{1}{2a}\frac{1}{\sqrt{1-a^2}}$

Таблица 3.19. Типичные амплитудные характеристики (окончание)

Тип	Выражение	АЧХ	Формулы
PB	$y = \frac{j(x/Q)}{1 + j(x/Q) - x^2}$ $2a = 1/Q$ полосовой фильтр	$\lvert y\rvert$, 1, $\sqrt{2}/2$, y_M, $2\Delta x$, x_M, x	$x_M = 1$ $y_M = 1$ $2\Delta x = 1/Q$ нормализованная полоса пропускания
CB	$y = \frac{1 - b^2x^2}{1 + j2ax - x^2}$ заграждающий (режекторный) фильтр	$\lvert y\rvert$, $1/b$, x	$y = 0$ при $x = 1/b$

Таблица 3.20. Фазосдвигающие фильтры Фазовые характеристики

Общее выражение	Выражение для фазового сдвига	ФЧХ
$H(jx) = \frac{1 - jx}{1 + jx}$ $\lvert H(jx)\rvert = 1$	$H(jx) = e^{j\psi}$ $\mathrm{tg}\psi = -\frac{2x}{1 - x^2}$	ψ, 1, x, $-\pi/2$, $-\pi$
$H(jx) = \frac{1 - 2ajx + (jx)^2}{1 + 2ajx + (jx)^2}$ или $H(jx) = \frac{1 - x^2 - 2ajx}{1 - x^2 + 2ajx}$ $\lvert H(jx)\rvert = 1$	$H(jx) = e^{j\psi}$ $\mathrm{tg}\psi = -\frac{4ax(1 - x^2)}{[1 - x^2]^2\ 4a^2x^2}$ $\mathrm{tg}\psi = 0$ при $x = 0$ ($\psi = 0$), при $x = 1$ ($\psi = -\pi$) $x_1 = -a + \sqrt{a^2 + 1}$ $x_2 = a + \sqrt{a^2 + 1}$ $x_1 x_2 = 1$	ψ, x_1, 1, x_2, x, $-\pi/2$, $-\pi$, $-3\pi/2$, -2π

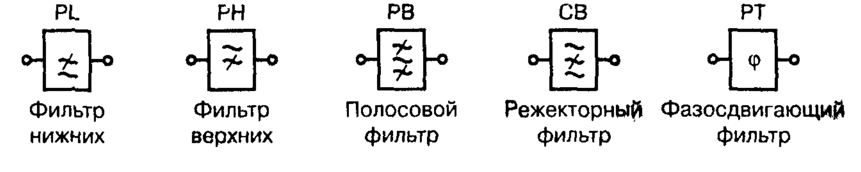


Рис. 3.59. Условные обозначения различных типов фильтров

3.5.2. Операционный анализ фильтров

Передаточная функция в операторном виде $\mathcal{T}(p)$ может быть представлена как

$$\mathcal{T}(p)=\mathcal{T}_a\frac{(p-z_1)(p-z_2)\cdots(p-z_m)}{(p-p_1)(p-p_2)\ldots(p-p_n)}. \tag{3.51}$$

Особые точки функции $\mathcal{T}(p)$, p_1, p_2, ..., p_n – это корни знаменателя (так называемые *полюса* передаточной функции). *Нули функции* $\mathcal{T}(p)$, z_1, z_2, . ., z_m – это корни числителя. Набор полюсов и нулей передаточной функции можно представить на комплексной плоскости (рис. 3.60), где особые точки обозначены через X, а нули – кружками

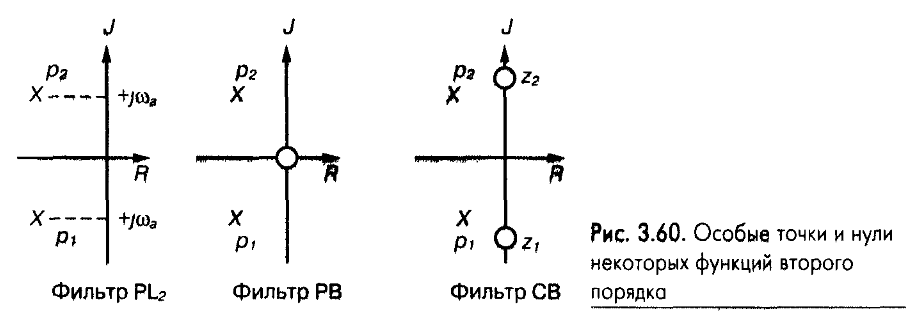


Рис. 3.60. Особые точки и нули некоторых функций второго порядка

Фильтр является устойчивым, если все полюса имеют отрицательную (или нулевую) действительную часть

Если использовать формулы, приведенные в табл. 3.18, то получим

$$p_1=-\frac{a}{\tau}-j\frac{1}{\tau}\sqrt{1-a^2},\quad p_2=-\frac{a}{\tau}+j\frac{1}{\tau}\sqrt{1-a^2}$$
$$z_1=-j(1/b\tau),\qquad z_2=+j(1/b\tau).$$

Два наиболее широко распространенных типа передаточных функций – это функции Баттерворта и функции Чебышева.

Рассмотрим НЧ фильтры порядка n и нормированную функцию передачи

$$H(s)=\frac{1}{1+b_1s+\ldots+b_ns^n},$$

где $s = p\tau$.

Если особые точки функции H(s), которые находятся, естественно, в левой полуплоскости (отрицательные действительные части), расположены по кругу, то H(s) – это функция Баттерворта, и из этого следует

$$|H(jx)|^2 = 1/(1+x^{2n}). \tag{3.52}$$

Все кривые АЧХ $|H(jx)|$ при уменьшении частоты x проходят через точку с координатами x = 1 и $|H(jx)| = \sqrt{2}/2$ для любого n (рис. 3.62).

Если все полюса функции H(s) расположены по эллипсу, то получим следующее выражение:

$$|H(jx)|^2 = 1/\left[1+b^2T_n^2(x)\right], \tag{3.53}$$

где $T_n(x)$ – полином Чебышева порядка *n*;

$T_n(x)$ – действительная часть от $\left[x+j\left(1-x^2\right)^{1/2}\right]^n$.

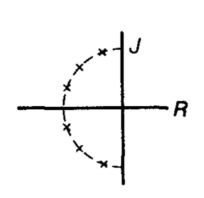


Рис. 3.61 Особые точки функции Баттерворта

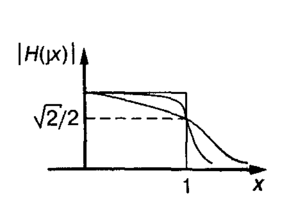


Рис. 3.62 Характеристика НЧ фильтра Баттерворта

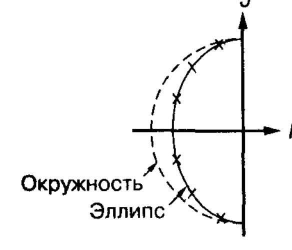


Рис. 3.63. Особые точки функции Чебышева

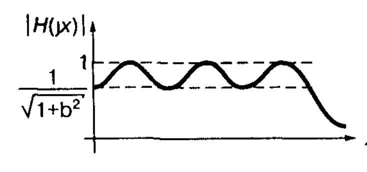


Рис. 3.64. Характеристика НЧ фильтра Чебышева

В полосе пропускания функция $T^2_n(x)$ изменяется от 0 до 1, а $|H(jx)|^2$ от 1 до $1/(1 + b^2)$, поэтому b^2 характеризует амплитуду колебаний АЧХ (рис. 3.64).

$T_n(x)$ может быть определена по рекуррентным формулам:

$$\begin{cases} T_1(x) = x \\ T_2(x) = 2x^2 - 1\ldots \\ T_n(x) = 2xT_{n-1} - T_{n-2}. \end{cases} \tag{3.54}$$

3.5.3. Пассивные фильтры

Низкочастотный LC-фильтр второго порядка

Передаточная функция фильтра описывается выражением второго порядка.

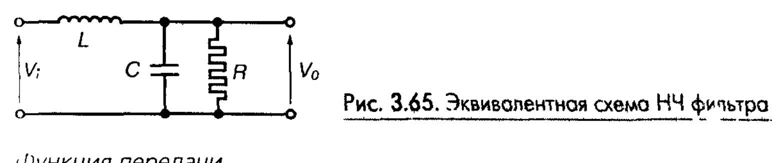


Рис. 3.65. Эквивалентная схема НЧ фильтра

Функция передачи

$$\mathcal{T}(p) = \frac{V_0}{V_1} = \frac{1}{1 + p\frac{L}{R} + p^2LC} = \frac{1}{1 + 2a\tau p + \tau^2 p^2} \tag{3.55}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega_n} = \sqrt{LC}, \quad a = \frac{1}{2}\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Переходная характеристика

$$V_1(t) = E_1\Upsilon(t)$$

Начальные условия

$V_0 = V_{0a}$ при $t = 0$, $a < 1$

$$V_0(t) = E_1 + \frac{V_{0a} - E_1}{\cos\varphi} e^{-(a/\tau)t} \cos\left[\frac{\sqrt{1-a^2}}{\tau} t - \varphi\right] \tag{3.56}$$

$$\cos\varphi = \sqrt{1-a^2}.$$

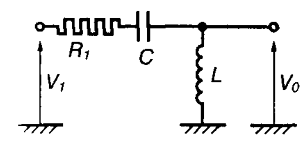


Рис. 3.66. Эквивалентная схема ВЧ фильтра

Высокочастотный LC-фильтр второго порядка

Функция передачи

$$\mathcal{T}(p) = \frac{V_0}{V_1} = \frac{p^2LC}{1 + pCR + p^2LC} = \frac{p^2\tau^2}{1 + 2a\tau p + \tau^2 p^2} \tag{3.57}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega_n} = \sqrt{LC}, \qquad a = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}.$$

Низкочастотный RC-фильтр

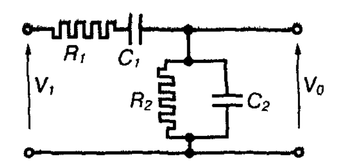


Рис. 3.67. Эквивалентная схема RC-фильтра

Функция передачи

$$\mathcal{T}(p) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{pC_1R_2}{1 + p(C_1R_1 + C_2R_2 + C_1R_2) + p^2C_1R_1C_2R_2} \tag{3.58}$$

$$\mathcal{T}(p) \approx \mathcal{T}_M \frac{2a\tau p}{1 + 2a\tau p + \tau^2 p^2},$$

где $\tau_1 = C_1R_1, \quad \tau_2 = C_2R_2, \quad \tau^2 = \tau_1\tau_2,$

$$\frac{1}{Q} = 2a = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}\right].$$

Резонансная частота ω_0

$$\omega_0^2\tau_1\tau_2 = 1, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}} \tag{3.59}$$

Для $\omega = \omega_0$

$$\mathcal{T}(\omega_0) = \mathcal{T}_M = \frac{C_1R_2}{C_1R_1 + C_2R_2 + C_1R_2} \tag{3.60}$$

Тогда при $\omega \to 0$ или $\omega \to \infty$

$|\mathcal{T}(j\omega)| \to 0.$

Режекторный фильтр с малым коэффициентом ослабления

Для схемы, представленной на рис. 3.68, запишем

$$\mathcal{T}(p) = \frac{1 + p(\tau_1 + \tau_2) + p^2\tau_1\tau_2}{1 + p(\tau_1 + \tau_2 + \tau_{12}) + p^2\tau_1\tau_2}. \tag{3.61}$$

При гармоническом входном сигнале

$$\mathscr{T}(j\omega)=\frac{1-\omega^2\tau_1\tau_2+j\omega(\tau_1\tau_2)}{1-\omega^2\tau_1\tau_2+j\omega(\tau_1+\tau_2+\tau_{12})},$$

где $\tau_1=C_1R_1$, $\tau_2=C_2R_2$, $\tau_{12}=C_2R_1$.

АЧХ $|\mathscr{T}(j\omega)|$ показана на рис. 3.69.

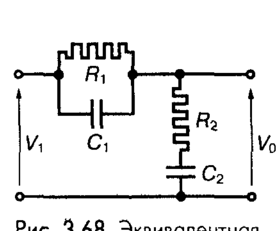


Рис. 3.68. Эквивалентная схема полосового режекторного фильтра

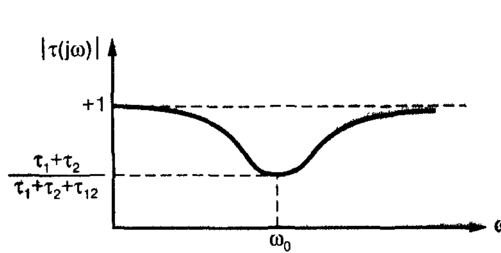


Рис. 3.69. Передаточная характеристика режекторного фильтра

Минимум АЧХ достигается при

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}}. \tag{3.62}$$

Режекторный фильтр с большим коэффициентом ослабления

Двойная Т-образная схема

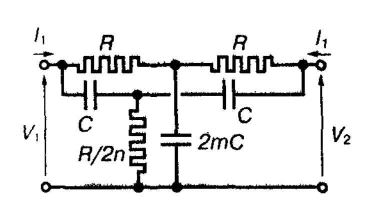


Рис. 3.70. Режекторный фильтр с большим коэффициентом ослабления

При $I_2 = 0$ (режим холостого хода)

$$\mathscr{T}(p)=\frac{1+p\frac{\tau}{n}+\frac{p^2\tau^2}{n}(1+pm\tau)}{\left(1+p\frac{\tau}{n}\right)(1+2pm\tau)+2p\tau\left(1+p\frac{\tau}{2n}\right)(1+pm\tau)} \tag{3.63}$$

$\tau = CR$,
если $m = n = 1$

$$\mathcal{T}(p) = \frac{1 + p^2\tau^2}{1 + 4p\tau + p^2\tau^2}. \qquad (3.64)$$

Для гармонического входного сигнала при $p = j\omega$
$\mathcal{T}(j\omega) = 1$ при $\omega = 0$ и $\omega \to \infty$,
$\mathcal{T}(j\omega_0) = 0$; $\omega_0 = 1/\tau = 1/CR$.

Т-образная мостовая схема

Рис. 3.71. Мостовая схема

При $I_2 = 0$ (режим холостого хода), получаем:

$$\mathcal{T}(p) = \frac{1 + 2p\tau/m + p^2\tau^2}{1 + p(m + 2/m)\tau + p^2\tau^2} \qquad (3.65)$$

$\tau = C_0 R$
Для гармонического входного сигнала: $p = j\omega$
$\mathcal{T}(j\omega) = 1$, при $\omega = 0$ и $\omega \to \infty$.
$|\mathcal{T}(j\omega)|$ принимает минимальное значение при

$$\omega_0 = 1/\tau = 1/C_0R$$

$$\mathcal{T}(j\omega_0) = \mathcal{T}_m = \frac{2}{2 + m^2}. \qquad (3.66)$$

Полосовой фазосдвигающий фильтр

Для схемы, показанной на рис. 3.72, выход которой не нагружен ($I_2 = 0$), запишем

$$\mathcal{T}(p) = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{1}{2}\frac{1 - pCR}{1 + pCR}. \qquad (3.67)$$

Можно также построить полосовой фильтр второго порядка в соответствии со схемой, представленной на рис. 3.73.

Предположим
$\tau_1 = C_1R_1$; $\tau_2 = C_2R_2$,
$C_2R_1 = C_2R_2(R_1/R_2) = \tau_2k_a$.
$k_a = R_1/R_2$, $k_b = R_3/R_4$.

Находим

$$\mathcal{T}(p)=\frac{V_0}{V_1}=\frac{1}{1+k_b}\frac{1-p\left[-\tau_1-\tau_2+k_a k_b\tau_2\right]+p^2\tau_1\tau_2}{1+p\left[\tau_1+\tau_2+k_a\tau_2\right]+p^2\tau_1\tau_2} \qquad (3.68)$$

если

$$k_b=2\frac{\tau_1+\tau_2}{\tau_2}\frac{1}{k_a}+1,$$

$$-\tau_1-\tau_2+k_a k_b\tau_2=\tau_1+\tau_2+k_a\tau_2$$

и полученный коэффициент передачи соответствует коэффициенту передачи полосового фильтра

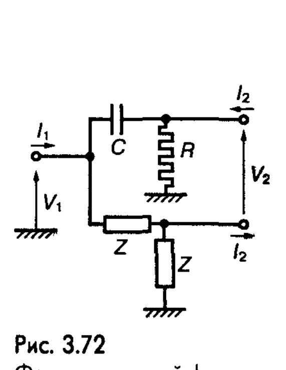


Рис. 3.72
Фазосдвигающий фильтр

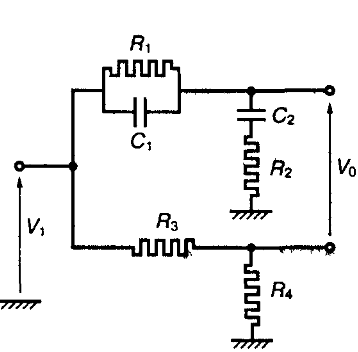


Рис. 3.73. Полосовой фазосдвигающий фильтр (схема 2)

Для частного случая

$$\tau_1=\tau_2=\tau\Rightarrow k_b=4/k_a+1\Rightarrow R_4/R_3=1+4(R_2/R_1),$$

$$\mathcal{T}(p)=\frac{1}{2}\frac{k_a}{k_a+2}\frac{1-p(2+k_a)\tau+p^2\tau^2}{1+p(2+k_a)\tau+p^2\tau^2}. \qquad (3.69)$$

3.6. Связанные контуры

3.6.1. Индуктивная связь

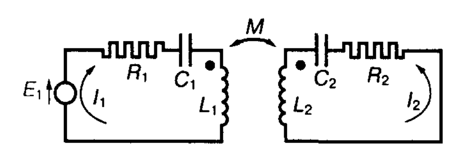


Рис. 3.74. Индуктивно связанные контуры

Основные уравнения для синусоидального входного сигнала

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}E_1\\0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Z_1 & j\omega M\\ j\omega M & Z_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_1\\I_2\end{bmatrix}\\ \underline{Z_1}=R_1+j\omega L_1+1/j\omega C_1=R_1+jX_1\\ \underline{Z_2}=R_2+j\omega L_2+1/j\omega C_2=R_2+jX_2.\end{cases} \qquad (3.70)$$

Важные общие соотношения

$$E_1=\left(Z_1+\omega^2M^2/Z_2\right)I_1,\quad I_2=\left[-j\omega M/\left(Z_1Z_2+\omega^2M^2\right)\right]E_1$$

$k=M/\sqrt{L_1L_2}$ – коэффициент связи;

$n=\omega M/\sqrt{R_1R_2}$ – показатель связи на частоте ω;

$Q_1=\omega L_1/R_1$,
$Q_2=\omega L_2/R_2$ – добротность на частоте ω;

$k=n/\sqrt{Q_1Q_2}$.

Выражение для тока I_2

$$x_1=X_1/R_1,\quad x_2=X_2/R_2,\quad I_M=E_1/2\sqrt{R_1R_2},$$

$$|I_2|=I_M\frac{2n}{\sqrt{\left(1+n^2-x_1x_2\right)^2+\left(x_1+x_2\right)^2}}. \qquad (3.71)$$

Граничные значения тока $|I_2|$ рассматриваются при следующем предположении:

- $x_1=x_2=x$,
  I_2 – функция от n и x: $I_2(n, x)$;

Рис 3.75. Частотная характеристика связанных контуров

- $x_1 = x_2 = 0$
  соответствует случаю, когда цепи первичной и вторичной обмотки настроены на одну частоту: $L_1 C_1 = L_2 C_2 = 1/\omega^2_0$.

Таблица 3.21. Граничные значения $I_2(n,x)$

Значения n	$\lvert I_2 \rvert$
$n < 1$, C_1 (рис 3 75)	$x_1 = x_2 = 0 \Rightarrow I_2 = I_M(2n/1 + n^2)$, $x_1 = x_2 = 0$, $I_2 = I_M$
$n = 1$ критическая связь, C_2 (рис 3 75)	$x_1 = x_2 = 0$, $I_2 = I_M(2n/1 + n^2)$
$n > 1$, C_3 (рис 3 75)	$x_1 = x_2 = \sqrt{n^2 - 1}$, $x_1 = x_2 = -\sqrt{n^2-1}$, $I_2 = I_M$

3.6.2. Связь в общем случае

Схема (рис. 3 76).

Рис. 3.76. Эквивалентная схема связанных контуров в общем виде

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_a + Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_b + Z_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}; \qquad (3.72)$$

где Z_m – сопротивление связи.

$$Z_m = jX_m,$$
$$Z_1 = Z_a + Z_m = R_1 + jX_1,$$
$$Z_2 = Z_b + Z_m = R_2 + jX_2.$$

Получим

$$n^2 = \lvert Z_m \rvert^2 / R_1 R_2 = X_m^2 / R_1 R_2,$$
$$k^2 = n^2 / Q_1 Q_2,\ Q_1 = X_1/R_1,\ Q_2 = X_2/R_2.$$

Основные выражения

- отношение передачи:

$$\rho = X_m \Big/ \sqrt{R_2^2 + X_2^2};$$

- входное сопротивление:

$$Z_{\text{I}} = Z_1 - Z_m^2/Z_2 = R_{\text{I}} + jX_{\text{I}},\ R_{\text{I}} = R_1 + R_2\rho^2,\ X_{\text{I}} = X_1 - X_2\rho^2$$
$$I_2/E_1 = -Z_m \Big/ \left(Z_1 Z_2 - Z_m^2\right) = -jX_m \Big/ \left(Z_1 Z_2 + X_m^2\right).$$

ГЛАВА 4. НЕЛИНЕЙНЫЕ ДВУХПОЛЮСНИКИ

4.1. Различные модели нелинейных двухполюсников

4.1.1. Основные разновидности

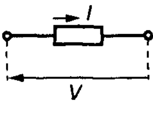


Рис 4 1
Нелинейный двухполюсник

Обозначим через V и I соответственно напряжение на выводах двухполюсника и ток, текущий через него (рис. 4.1). В статическом режиме зависимость тока от напряжения определяется *вольт-амперной характеристикой* (ВАХ) двухполюсника:

V, $V = V_a f\,(I/I_a)$,

I, $I = I_a h\,(V/V_a)$.

Основные разновидности двухполюсников представлены в табл. 4.1 и 4.2.

Таблица 4.1. Пассивный двухполюсник

Свойства и разновидности	**Характеристика типа V**	**Характеристика типа I**
Пассивный несимметричный двухполюсник ○ несимметричная ВАХ, ○ всегда положительный наклон $dV / dI \geq 0$, $dI / dV \geq 0$, ○ ВАХ проходит через ноль $V = 0$, $I = 0$		Пример плоскостного диода

Таблица 4.1. Пассивный двухполюсник (окончание)

Свойства и разновидности	Характеристика типа V	Характеристика типа I
Пассивный симметричный двухполюсник ○ всегда положительный наклон, ○ симметричная ВАХ, ○ ВАХ проходит через ноль	варистор	

Таблица 4.2. Активный двухполюсник

Свойства и разновидности	Характеристика типа V	Характеристика типа I
ВАХ с отрицательным наклоном ○ несимметричная ВАХ, ○ имеется участок с отрицательным наклоном, ○ ВАХ проходит через ноль	тиристор	туннельный диод
Активный двухполюсник-источник ○ несимметричная ВАХ, ○ всегда положительный наклон, ○ ВАХ не проходит через ноль	E_g	$-J_g$ фотодиод

4.1.2. Соединение двухполюсника-источника и нагрузочного двухполюсника

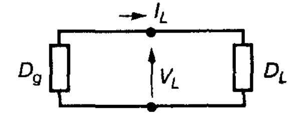


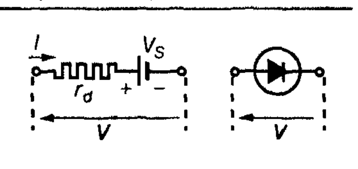
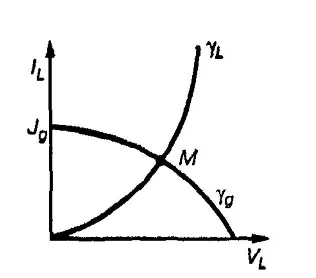
Рис 4.2. Соединение двухполюсников источника и нагрузки

Пусть двухполюсник-источник D_g нагружен на пассивный двухполюсник D_L.

Рабочая точка на вольт-амперной характеристике определяется пересечением ВАХ двухполюсника-источника и ВАХ двухполюсника-нагрузки (табл. 4.3).

Можно соединить два активных двухполюсника, в этом случае кривая C_L или γ_L, очевидно, не проходит через ноль: $V_L = 0$, $I_L = 0$.

Таблица 4.3. Рабочая точка

Выражение	Графики и рабочая точка M
Характеристики типа V D_8 определяется $V_L = E_g f_g(I_L / I_a)$, (C_g) D_L определяется $V_L = E_L f_L(I_L / I_b)$, (C_L) $I_L = 0 \Rightarrow f_g(0) = 1, \Rightarrow V_L = E_g$ E_g электродвижущая сила в холостом режиме	
Характеристики типа I D_8 определяется $I_L = J_g h_g(V_L / V_a)$, (γ_g) D_L определяется $I_L = J_L h_L(V_L / V_b)$, (γ_L) $V_L = 0 \Rightarrow h_g(0) = 1, \Rightarrow I_L = J_g$ J_g генератор тока с выходом в режиме короткого замыкания	

4.2. Плоскостной диод

4.2.1. Упрощенная модель. Статический режим

Если одну часть кристалла полупроводника легировать примесью n-типа, а другую часть – примесью p-типа, то можно получить *плоскостной диод*, представленный на рис. 4.3 и 4.4.

В отсутствие внешнего напряжения (рис. 4.4) неосновные носители из области своего зарождения перемещаются* в противоположную область, то есть:

- *неосновные электроны – из p-области к n-области;*
- неосновные дырки – из n-области к p-области.

Таким образом, возникает ток I_m, вызванный неосновными носителями, перемещающимися из n-области к p-области. Ток I_m компенсируется током, образуемым основными носителями I_M, которые перемещаются** из p-области к n-области.

$I_m = I_M$.

Суммарный ток называется током насыщения I_S.

* Это движение называется *диффузионным*, оно происходит из-за разности концентраций дырок и электронов по разные стороны от p-n перехода – *Прим ред*

** Это движение называется *дрейфовым*, оно происходит под действием электрического поля, которое образовалось в результате диффузии носителей – *Прим ред.*

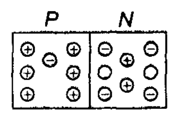


Рис. 4.3. Дырки и электроны в плоскостном диоде

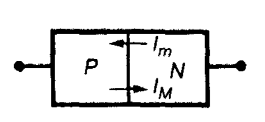


Рис. 4.4. Диффузионные потоки носителей

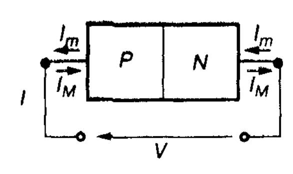


Рис. 4.5. Схема тока насыщения

Если к диоду приложено внешнее напряжение V, то

- ток I_m при этом не изменяется: $I_m = I_S$;
- ток I_M, напротив, становится равным $I_M = I_S \exp(qV/kT)$,

где q – заряд электрона, $1{,}6 \times 10^{-19}$ Кл;
k – постоянная Больцмана, $1{,}38 \times 10^{-23}$ Дж/град;
T – абсолютная температура, °К.

Из этого следует, что

$$I = I_M - I_m = I_S[\exp(qV/kT) - 1] \qquad (4.1)$$

при T = 300 К, $E_T \approx 0{,}026$ В.

Таким образом, получим вольт-амперную характеристику (рис. 4.6).

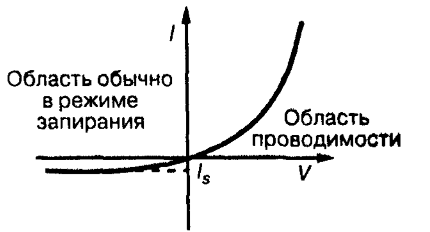


Рис. 4.6. Вольт-амперная характеристика диода

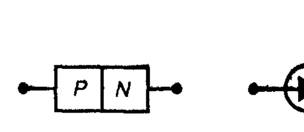


Рис. 4.7. Условное обозначение

4.2.2. Диод в динамическом режиме. Емкость p–n перехода

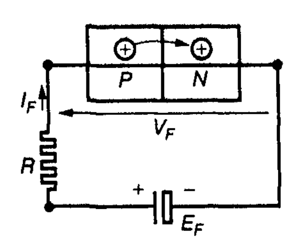


Рис. 4.8. Образование обедненного слоя в области p–n перехода

Допустим, к диоду приложено прямое напряжение (рис. 4 8). Далее будет рассматриваться переход p^+n, то есть сильно легированный со стороны области p.

Рассмотрим ток I_F:

$I_F = I_S \exp V_F/E_T$

$\exp(V_F/E_T) \gg 1$,

если $RI_F \gg V_F \Rightarrow I_F = E_F/R$.

Обычно $V_F \in [0.3, 1]V$.

Дырки из p-области проникают в n-область, где они являются неосновными, и рекомбинируют со свободными электронами (исчезают). Если их концентрация справа от перехода равна p_n, то концентрация p на расстоянии x от перехода убывает по закону

$$p = p_n \exp(-x/L_p). \qquad (4.2)$$

Здесь L_p – постоянная диффузии дырок. Количество положительного заряда, представленного неосновными дырками, в стационарном режиме задается следующей формулой:

$$Q_p = qS\int_0^\infty p\,dx = qSp_nL_p. \qquad (4.3)$$

Рис. 4.9 Концентрация неосновных носителей вблизи p–n перехода

Закон рекомбинации неосновных носителей в зависимости от времени, кроме того, определяется по следующей формуле:

$$p = p_n \exp(-t/t_p). \qquad (4.4)$$

Это значит, что

$$dx/dt = v_p = L_p/t_p \qquad (4.5)$$

и $I_F = (dQ_x/dt)$ при $t = 0$ и $x = 0$

$$I_F = Q_p/t_p, \qquad (4.6)$$

где t_p – продолжительность жизни неосновных носителей. Формула (4.6) позволяет оценить накопленный в области p–n перехода заряд в прямом включении: $Q_p = I_F t_p$.

Если к плоскостному диоду приложено запирающее напряжение

$V < 0$,

$V_R = -V$

$\exp(-qV_R/k_T) \ll 1 \Rightarrow IR = -I \approx I_S$.

В районе p–n перехода образуется двойной заряженный слой, состоящий из объемных зарядов $+Q_T$ и $-Q_T$ (рис. 4.10), которые называют барьерными зарядами.

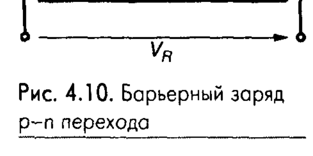


Рис. 4.10. Барьерный заряд p–n перехода

Барьерный заряд образован атомами примесей, которые потеряли дырку или электрон.

- $-Q_T$ (p-область) заряд акцепторных атомов, потерявших дырку и поэтому ставших отрицательно ионизированными;
- $+Q_T$ (n-область) заряд донорных атомов, потерявших электрон и поэтому ставших положительно ионизированными.

Барьерный заряд определяется по формуле

$$Q_T = C_T(V_R + U_B), \tag{4.7}$$

где пороговый потенциал U_B = 0,1–0,5 В.

В окрестности заданной точки емкость перехода C_T задается следующей формулой:

$$C_T = dQ_T/dV_F = K/(V_R + U_B)^n, \tag{4.8}$$

где n ≈ 0,5.

Таким образом, диод ведет себя как емкость: в прямом включении – это диффузионная емкость, накапливающая заряды Q_p, а в запирающем направлении – это барьерная емкость, накапливающая заряды Q_T.

4.2.3. Переходный режим

Рассмотрим режим переключения, в котором плоскостной диод переходит из проводящего состояния в закрытое (или обратно) (рис. 4.11).

В положении 1 диод находится в проводящем режиме, а в положении 2 – в режиме запирания. Временные диаграммы сигналов приведены на рис. 4.12.

Для закрывания диода требуется время t_r, необходимое для достижения состояния равновесия. Площадь S_1 на диаграмме соответствует диффузионному заряду $Q_p = I_F\, t_p$.

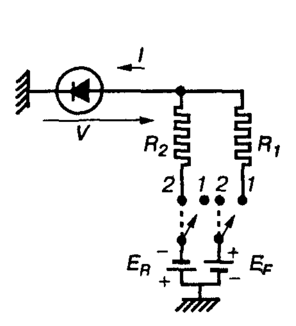


Рис. 4.11. Диод в режиме переключения

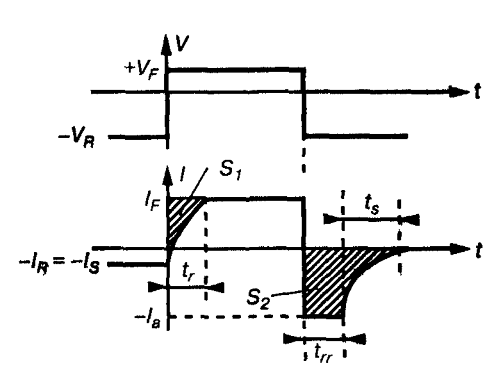


Рис. 4.12. Диаграммы напряжения и тока диода

При переходе диода из проводящего режима в режим запирания сначала за время t_{rr} рассасывается заряд Q_p. Это время называется временем рассасывания избыточных носителей, оно длится, пока площадь S_2 не станет равной площади S_1. На протяжении этого промежутка времени диод ведет себя

как маломощный резистор, ток I_a которого на горизонтальном участке ВАХ примерно равен

$I_a \approx E_R/R_2$.

Когда Q_p рассасывается, в течение времени t_f накапливается барьерный заряд

Таким образом:

t_r – время перехода в сторону возрастания;

t_s – время восстановления;

t_{rr} – время рассасывания избыточных носителей.

Время переключения диода определяется как время, за которое ток возрастает от 10 до 90% своей стабильной величины.

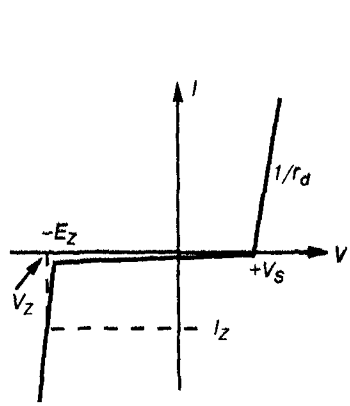


Рис. 4.13. Идеальная вольт-амперная характеристика диода

4.2.4. Частично линейные характеристики

На практике используется идеальная кусочно-линейная статическая характеристика (рис. 4.13).

В табл. 4.4 представлены используемые выражения для I.

Таблица 4.4. Три области статического режима

Область	Выражение для I
Область прямой проводимости $V \geqslant V_S$ V_S – пороговое напряжение	$I = (V - V_S) / r_d$ r_d дифференциальное сопротивление
Область запирания $V \in [-E_z, V_S]$	$I = 0$
Область проводимости в обратном направлении $V < -E_z$ E_z напряжение Зенера	$I = (V + E_z) / r_z$ или $I_я = (V_я + E_z) / r_z$ r_z дифференциальное сопротивление

4.2.5. Используемые эквивалентные схемы

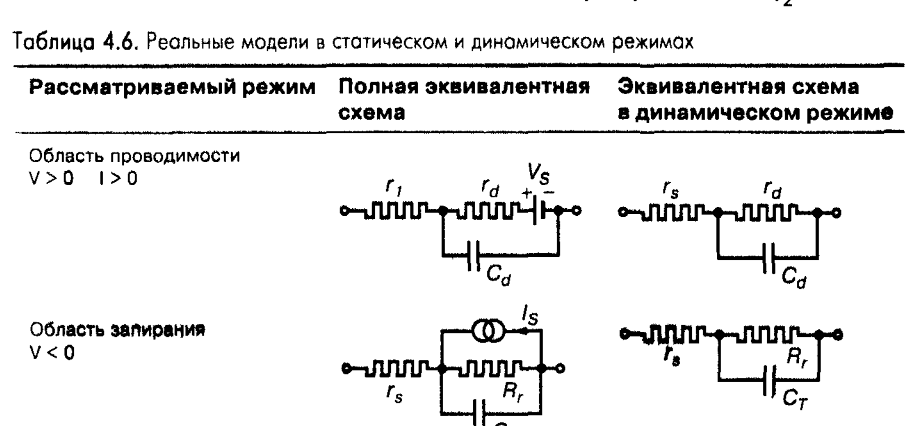
Таблица 4.5. Идеальные модели в статическом режиме

Рассматриваемый режим	Эквивалентная схема
$V > 0$, $I > 0$ Область проводимости	I, V_S, r_d, +, –, V; V
$-V_z < V < 0$, $I \approx 0$ Область запирания	I_S, I_R, R_r, $V_R = -V$; V_R R_r. обратное сопротивление

Таблица 4.5. Идеальные модели в статическом режиме (окончание)

Рассматриваемый режим	**Эквивалентная схема**
$V < -V_z$ Область проводимости	I_Z, r_2, E_Z, $V = -V$; I_Z, V_Z

Таблица 4.6. Реальные модели в статическом и динамическом режимах



Рассматриваемый режим	**Полная эквивалентная схема**	**Эквивалентная схема в динамическом режиме**
Область проводимости $V > 0 \quad I > 0$	r_1, r_d, V_S, C_d	r_s, r_d, C_d
Область запирания $V < 0$	I_S, r_s, R_r, C_T	r_s, R_r, C_T

4.3. Диоды, чувствительные к различным физическим эффектам

4.3.1. Фотогальванический эффект

Поглощение фотонов, обладающих достаточной энергией, увеличивает ток неосновных носителей I_L

$$I = I_S(\exp V/E_T - 1) - I_L. \tag{4.9}$$

Полные эквивалентные схемы представлены на рис. 4.15.

Диод, включенный в обратном направлении, используется в качестве фотодиода (рис. 4.16).

Диод, включенный в прямом направлении, применяется в качестве фотоэлемента (источника тока). Рабочий режим показан на рис. 4.17.

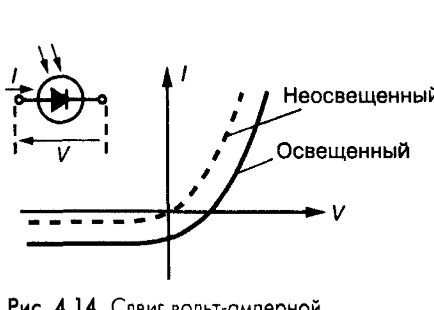


Рис. 4.14. Сдвиг вольт-амперной характеристики диода под действием света

Освещенный диод ведет себя как активный двухполюсник D_8

а) проводящее направление

б) запирающее направление

Рис. 4.15 Эквивалентная схема диода а [illegible] освещения, б – при освещении

Рис. 4.16. Фотодиод

Рис. 4.17. Фотоэлемент

в соответствии с характеристикой обычного диода, смещенной на величину I_L. Величина I_L зависит от чувствительности фотоэлемента σ на заданной длине волны λ

$$I_L = \sigma W_L,$$

где W_L – энергетическая освещенность фотоэлемента.

При малых освещенностях закон изменения тока несколько отклоняется от прямой, поэтому ток I_S при нулевой освещенности отличен от нуля (так называемый *темновой ток*).

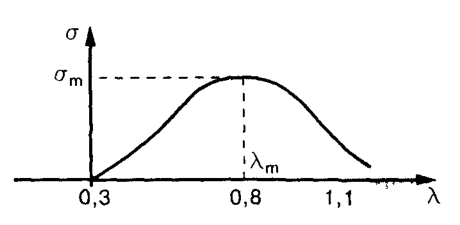


Рис. 4.18. Спектральная чувствительность фотодиода

Фотодиод имеет чувствительность, изменяющуюся в зависимости от длины волны λ, а максимум чувствительности достигается при длине волны λ от 0,8 до 1 мкм (рис 4.18).

Пример вычисления: фотодиод σ = 0,9 мкА/мкВт при λ = 0,9 мкм (инфракрасное излучение),

S = 0,05 см^2 – активная поверхность,

* Закон Столетова – *Прим ред*

Энергетическая освещенность – 1 мВт/см^2,

КПД фотодиода – 0,7.

Вычислим эффективную мощность:

W_L = 0,05 мВт×0,7 = 0,035 мВт = 35 мкВт,

$I_L = \sigma W_L$ = (0,9×35) мкА = 31,5 мкА.

4.3.2. Температурный эффект

Для плоскостного диода, включенного в прямом **направлении,**

$I_F = I_S \exp(V_F/E_T)$,

где $E_T = (kT/q)$.

$I_S = BT^3 e^{-(E_G/kT)}$,

где E_G = 0,72 эВ для германия,

E_G = 1,12 эВ для кремния.

При заданном токе I_F

$$\frac{\Delta V_F}{\Delta T} = \frac{V_F}{T} - \frac{\kappa}{q}\left(3 + \frac{E_G}{kT}\right). \qquad (4.10)$$

При увеличении температуры T на 1°:

$\Delta V_F \approx -1{,}2$ мкВ для германиевых диодов,

$\Delta F_F \approx -2$ мкВ для кремниевых диодов.

Эти зависимости достаточно надежны для того, чтобы использовать плоскостные диоды в термометрии, а также в схемах компенсации. Температура, которая при этом учитывается, – это температура перехода T_J.

Если P_F – мощность, рассеиваемая диодом, а R_{th} – его тепловое сопротивление, то

$T_J - T_A = R_{th} P_F$.

Если диод включен в обратном направлении, то

$I_R = I_S + V_R/R_r = BT^3 \exp(-E_G/kT) + V_R/R_r$.

Величина I_S удваивается приблизительно на каждые **7° для кремниево**го диода и на каждые 10° для германиевого диода.

4.4. Технологические разновидности

4.4.1. Общая таблица разновидностей диодов

Таблица 4.7 Разновидности плоскостных диодов

Название	Назначение
Кремниевый диод Германиевый диод	Детектирование и выпрямление малых токов $I_F \in [5, 200]$ мА

Таблица 4.7. Разновидности плоскостных диодов (окончание)

Название	Назначение
Выпрямительный диод	Токи от 0,5 до 12 А Токи от 10 до 60 А
Опорные диоды Зенера (стабилитроны)	Опорное напряжение V_z в диапазоне от 2 до 75 В Опорное напряжение и ограничение Емкость C_T диапазона от 2 до 50 пФ
Варикапы с регулируемой емкостью Фотодиоды, фотоэлементы	Инфракрасные датчики, солнечные батареи

4.4.2. Предельные характеристики и основные параметры

Таблица 4.8. Предельные параметры диодов

Разновидности и условные обозначения	Предельные значения	Основные параметры
Кремниевые диоды Общее назначение	V_{RM}: максимальное обратное напряжение I_{FM}: максимальный прямой ток I_R: обратный ток при температуре 125–150 °С T_j: максимальная температура соединения	V_F. падение напряжения в проводящем направлении I_F: значение прямого тока для определения V_F C_j или C_T: емкость перехода или соединения
Кремниевые коммутирующие диоды	V_{RM}, I_{FM}, I_R (при температуре 125–150 °С) T_j	V_F, I_F, C_T или C_j t_r: время возрастания t_f: время спада t_{rr}: время обратного восстановления
Германиевые диоды с вольфрамовым и золотым наконечником	V_{RM}, I_{FM}, I_R (при температуре 55–75 °С) T_j	V_F, I_F, C_T или C_j t_r, t_f, t_{rr}
Выпрямляющие диоды	V_{RM}, I_{FM}, I_R (при температуре 100–150 °С) I_{FSM}: *прямой ток перегрузки* T_j	V_F, I_F, C_T или C_j R_{th}: тепловое *сопротивление корпуса*
Опорные диоды или	I_{zM}: максимальный ток в области Зенера P_{zM}: максимальная мощность в режиме проводимости Зенера I_R. в области обычного запирания T_j	V_z: напряжение Зенера с допустимостью r_z: сопротивление в области Зенера $\alpha_{Vz} = (1 / V_z)(dV_z / d\theta)$ постоянный температурный коэффициент $V_z - I_z$ R_{jb} тепловое сопротивление корпуса

Таблица 4.8. Предельные параметры диодов (окончание)

Разновидности и условные обозначения	Предельные значения	Основные параметры
Диоды варикапы Диоды с регулируемой емкостью	V_{RM}, I_R T_j	C_T или C_j, емкость для двух значений V_R Q: коэффициент качества (добротность) при заданной частоте. $Q = 1 / \omega C r_S$ F_0 – частота последовательного резонанса

Выпрямительные диоды

У выпрямительных диодов максимальный ток I_{FM}* в прямом направлении зависит от длительности этого тока. На рис. 4.19 представлена типичная зависимость величины максимально допустимого прямого тока от времени открытого состояния. Обычно данный параметр определяется при продолжительности действия 10 мс.



Рис. 4.19. Зависимость величины максимального тока от времени

Мощность P, рассеиваемая на плоскостном диоде в режиме постоянного тока, зависит от температуры окружающей среды (рис. 4.20).

Если R_{th} – тепловое сопротивление, то

$$T_j - T_A = R_{th} P_d,$$

где T_{jM} = 175 °C для кремниевых диодов;

T_{jM} = 90 °C для германиевых диодов.

Необходимо учитывать (рис. 4.21) следующие **тепловые сопротивления**, соединенные последовательно:

- R_{jb} – кристалл (p–n переход) – корпус;
- R_{br} – корпус–радиатор;
- R_{ra} – радиатор–окружающая среда.

$$R_{th} = R_{jb} + R_{br} + R_{ra}$$

* $I_{Пр\,и\,макс}$ – в справочной литературе. – *Прим. ред.*

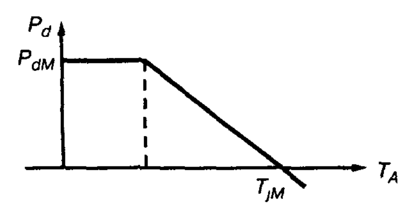


Рис. 4.20. Зависимость рассеиваемой диодом тепловой мощности от температуры окружающей среды

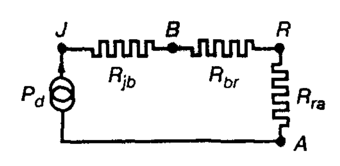


Рис. 4 21. Эквивалентная схема теплового баланса диода

У мощных выпрямительных диодов тепловое сопротивление:

$R_{jB} \approx 1$ °С/Вт, $R_{br} \approx 0{,}5$ °С/Вт.

Сопротивление у маломощных диодов и диодов без радиатора

$R_{th} \approx 500–1000$ °С/Вт.

Диод с регулируемой емкостью (варикап)

Эквивалентная схема диода в переходном режиме представлена на рис 4 22

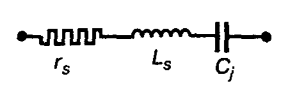


Рис. 4.22. Эквивалентная схема варикапа

Последовательная паразитная индуктивность L_S обусловлена, в частности, подводящими соединениями В обычном диапазоне используемых частот влияние L_S пренебрежимо мало, а величина r_S определяет коэффициент добротности емкости

$$Q = 1/2\,\pi\, f\, C\, r_s.$$

Предельная рабочая частота ограничивается последовательной резонансной частотой эквивалентного двухполюсника, то есть

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_S C}\,.$$

График зависимости емкости С от обратного напряжения V_R приведен на рис. 4.23.

Обычно определяют предельные значения M_1 и M_2 допустимой величины приложенного напряжения Для $V_{R2}/V_{R1} \in [5; 10]$ имеем $C_1/C_2 \in [3; 6]$ в зависимости от типа диода.

Рис. 4 23. Зависимость емкости варикапа от приложенного управляющего напряжения

Типичный закон изменения емкости

$$C = K\left(1/\sqrt{V_R + U_B}\right).$$

Диод Зенера (стабилитрон)

Типовая схема включения стабилитрона представлена на рис 4 24, а эквивалентная схема – на рис. 4.25; здесь э д с эквивалентного источника

$E_0 = (r_z V_1 + R_1 E_z)/(r_z + R_1)$.

Основной параметр стабилитрона – напряжение стабилизации V_z Большое значение имеет его температурная стабильность. Температурный коэффициент определяется следующим образом

$\alpha_{Vz} = (1/V_z)(dV_z/dT)$,

зависимость выходного напряжения от температуры выражается формулой

$V_z = V_{z0}[1 + \alpha_{Vz}(T - T_0)]$

Следует заметить, что значения температурного коэффициента α_{Vz} и внутреннего сопротивления r стабилитрона зависят от напряжения стабилизации V_z, типичные графики этой зависимости показаны на рис 4 26 и 4.27.

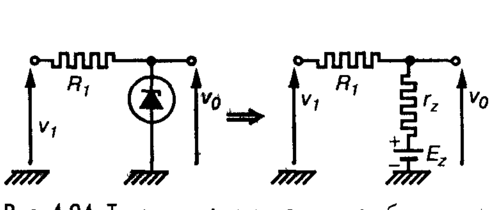


Рис. 4.24. Типовая схема включения стабилитрона

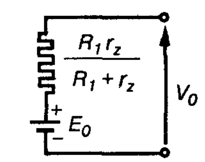


Рис. 4 25. Эквивалентная схема включения стабилитрона

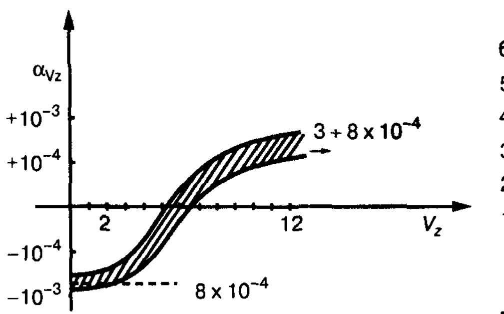


Рис. 4.26. График зависимости температурного коэффициента от напряжения стабилизации

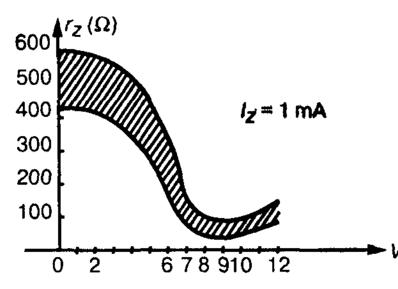


Рис 4.27 График зависимости внутреннего сопротивления стабилитрона от напряжения стабилизации

4.4.3. Стандарты и рекомендации

Таблица 4 9 Стандарты UTE Группа 8

Подгруппа	Краткое содержание
86 8 Тиристоры диоды	NF C 86 810 Тиристоры NF C 86 811 Тиристоры с указанной температурой корпуса NF C 86 812 и UTE C 86-812 Диоды общего назначения и Сборник спецификаций для частных случаев Различные дополнения NF C 86 815 и UTE C 86 815 Диоды регулирующие напряжение NF C 86 816 Диоды с регулируемои емкостью NF C 86 818 и UTE C 86 818 Выпрямляющие диоды NF C 86 819 и UTE C 86 819 Диоды с указанной температурой корпуса

Таблица 4 10 Стандарты UTE Группа 9

Подгруппа	Краткое содержание
96 5 Оптоэлектроника	UTE C 96 550 Методы частных измерений UTE C 96 551 Электролюминесцентные диоды Дополнительные вкладки
96 8 Диоды	UTE C 96 811 Диоды для профессионального применения UTE C 96 821 Высокомощные выпрямляющие диоды
96 8 Тиристоры и диоды гиперчастот	UTE C 96 822 Высокомощные тиристоры NF C 96 832 Гиперчастотные диоды Диоды Шоттки Общие сведения

4.5. Элементы с отрицательным сопротивлением и управляемые двухполюсники

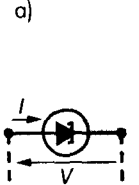
4.5.1. Туннельный диод

Статические характеристики

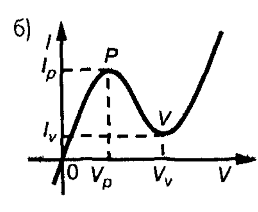
ВАХ туннельного диода проходит через три особые точки:

- начало координат – V = 0, I = 0,
- локальный максимум P $I = I_p$ при $V = V_p$,
- локальный минимум V $I = I_v$ при $V = V_v$

а)

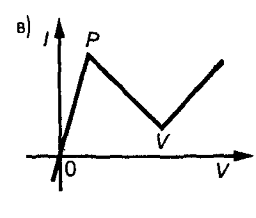


б)



Реальная характеристика

в)



Идеализированная характеристика

Рис 4 28 Вольт амперная характеристика туннельного диода

Типичные значения этих параметров

$I_p \in [10, 100]$ мА,
$V_p \in [20, 80]$ мВ,
$V_v \in [200, 500]$ мВ

Область ($V \in [V_p, V_v]$, $I \in [I_v, I_p]$) вольт-амперной характеристики между максимумом (V_p) и минимумом (V_v) является рабочей областью туннельного диода, в пределах этой области туннельный диод имеет отрицательно динамическое сопротивление

$dI/dV = -g_d$

Динамическая модель

Для области с отрицательным наклоном эквивалентная схема представлена на рис 4 29

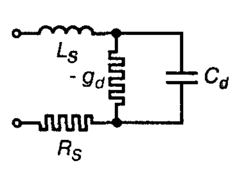


Рис 4 29 Эквивалентная схема туннельного диода включенного в режим отрицательного сопротивления

Типичные значения величин:

$g_d = 10^{2}$ См,
R_S = 1–3 Ом,
L_S = 2–8 нГн,
C_d = 2–12 пФ

Основные параметры

Основные параметры динамической модели следующие:

(I_v, V_v), (I_p, V_p),

а также элементы эквивалентной схемы, определяющие максимальную рабочую частоту

4.5.2. Тиристоры

Принцип действия

Тиристор представляет собой монокристалл, состоящий из четырех чередующихся областей с различным типом проводимости (рис 4 30)

Тиристор имеет три электрода анод A, катод K, управляющий электрод G Типичная вольт-амперная характеристика I(V) зависит от тока управляющего электрода I_G (см рис 4 31б и в)

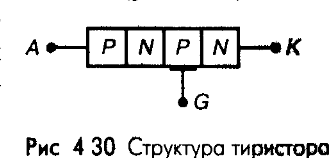


Рис 4 30 Структура тиристора

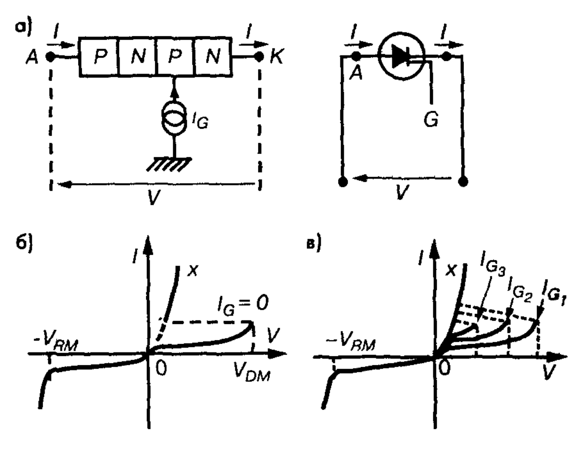


Рис. 4.31. Тиристор
а – структура и условное обозначение, б – вольт-амперная характеристика при отсутствии тока управляющего электрода, в – зависимость величины напряжения переключения V от тока управляющего электрода I_G

Управляющие параметры:

I_G и V_G*

Нормальный рабочий цикл состоит в следующем:

1. При $I_G = 0$, тиристор закрыт, до тех пор пока
   $-V_{RM} < V < V_{DM}$**,
   где V_{RM} – максимальное обратное напряжение;
   V_{DM} – прямое напряжение переключения.
2. На управляющий электрод подается импульс с амплитудой
   $V_G \geqslant V_{GT}$***,
   где V_{GT} – постоянное отпирающее напряжение. Тиристор открывается и ведет себя как обыкновенный плоскостной диод в прямом включении.
3. После переключения тиристор остается в проводящем состоянии даже после снятия управляющего напряжения. Он выключается только при уменьшении величины тока I до нуля.

Предельные величины и характеристики

Предельные величины:

- V_{RM} – максимальное обратное напряжение;
  V_{RRM} – среднее (за период) допустимое обратное напряжение;
  V_{RSM} – допустимое пиковое обратное напряжение.

---

* *В справочной литературе это* $I_{упр}$ и $V_{упр}$ *– Прим ред*

** $V_{обр\ макс}$, $V_{пер}$ *– Прим ред*

*** $V_{уот\ и\ Т}$ *– Прим ред*

- V_{DM} – допустимое прямое пиковое напряжение в закрытом состоянии;
  V_{DRM} – среднее (за период) прямое напряжение;
  V_{DSM} –допустимое пиковое напряжение.

Управляющие характеристики:

- V_{GT} – постоянное отпирающее напряжение управляющего электрода;
- V_{GD} – постоянное неотпирающее напряжение;
- I_G – постоянный отпирающий ток управляющего электрода:
  I_{GD} – постоянный неотпирающий ток;
  I_{GT} – постоянный отпирающий ток тиристора.

Переходные характеристики·

- t_{gt} – время включения по управляющему электроду;
- t_q – время закрывания;
- t_{0n} – общее время включения;
- $dı/dt$ – критическая скорость возрастания тока в проводящем состоянии.

Температурные характеристики:

- T_{jM} – максимальная температура перехода (обычно 175 °C);
- R_{jb} – тепловое сопротивление переход–корпус (ниже 100 °C/Вт).

4.5.3. Симистор и симметричный динистор

Симистор или двунаправленный тиристор

Симистор имеет структуру p–n – p–n и представляет собой прибор, который работает как управляемый тиристор в обоих направлениях. Поскольку симистор ведет себя как два тиристора, включенных параллельно друг другу во встречных направлениях, его вольт-амперная характеристика представляет собой комбинацию двух характеристик тиристора (см. рис. 4.32а,б).

Если $I_G = 0$, то симистор остается запертым, до тех пор пока

$-V_{B0} < V < B_{B0}$,

где V_{B0} – напряжение переключения.

При приложении достаточного напряжения управляющего электрода $V_G > V_{GF}$ симистор ведет себя как два диода встречной полярности, подключенные параллельно друг к другу Характеристика C_2 такой структуры, соответствующая заданному току управляющего электрода I_{G2}, представлена на рис 4.32

Симистор остается в проводящем состоянии, пока ток I будет выше тока удержания I_H, даже при $V_G = 0$.

Когда $I < I_H$ и $V_G = 0$, симистор возвращается в начальное состояние Две схемы включения симистора приведены на рис 4.33.

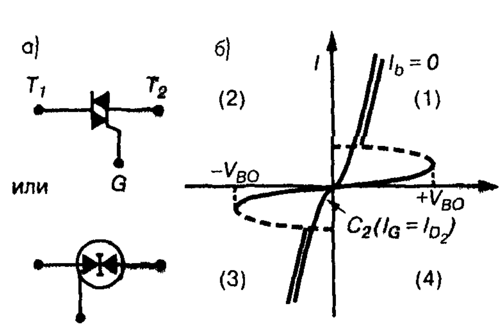


Рис. 4.32. Симистор (двунаправленный тиристор)

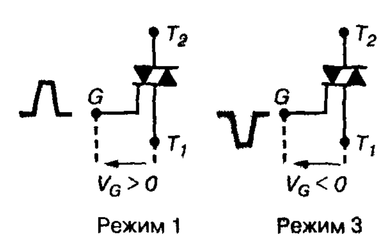


Рис. 4.33. Типичная схема включения управления симистором

Симметричный динистор

Симметричный динистор представляет собой два p–n перехода (рис. 4.34а) и не имеет управляющего электрода.

Когда напряжение V по модулю превосходит напряжение переключения V_{B0}, динистор открывается, рабочая точка при этом располагается на одной из ветвей характеристики ax или a'x'.

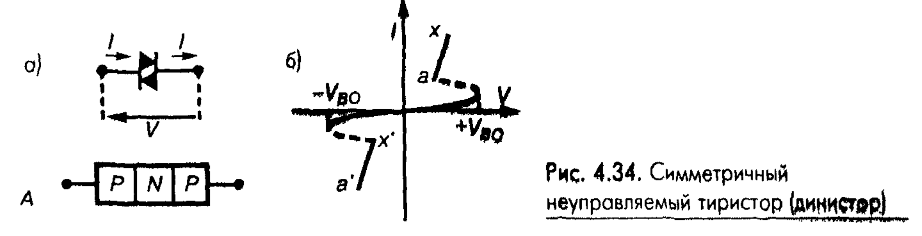


Рис. 4.34. Симметричный неуправляемый тиристор (динистор)

4.5.4. Специальные и высокочастотные диоды

Детекторные и смесительные диоды

P–n переходы с нелинейной вольт-амперной характеристикой используются для:

- квадратичного детектирования;
- «линейного» детектирования.

Схема включения и эквивалентная схема приведены на рис. 4.35.

Ток эквивалентного источника

$J_D = \beta P_F$,

где P_F – мощность входного СВЧ-сигнала;

β – КПД детектирования;

$r_d = 1/g_d$ – внутреннее сопротивление диода на высокой частоте.

Интегрирующая цепь R_1C_1 (ФНЧ) подавляет высокочастотные составляющие

β = 0,1–1 А/Вт,

r_d = 1 000–10 000 Ом.

Рабочая частота составляет обычно 300–30 000 МГц

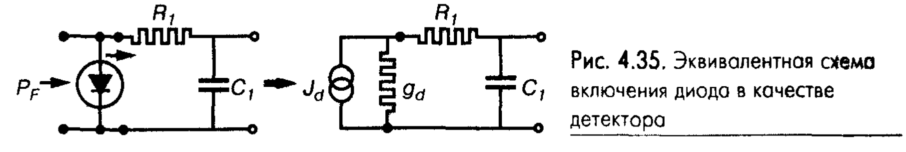


Рис. 4.35. Эквивалентная схема включения диода в качестве детектора

Обращенный диод

Такой диод аналогичен туннельному, но с более слабым легированием. Используется в детекторах и смесителях.

Диоды Шотки

Переход p–n типа заменен контактом металл–полупроводник. Характеристики близки к характеристикам диода, но пороговое напряжение значительно меньше. Кроме того, диоды Шотки имеют меньшее время переключения, благодаря этому повышается быстродействие логических схем.

Диоды лавинно-пролетные

Такие диоды используют режим лавинного пробоя и ведут себя в определенных условиях как диоды, имеющие участок характеристики с отрицательным наклоном.

Диоды Ганна

Эффект Ганна был открыт в 1963 году. Имеются в виду диоды на арсениде галлия (GaAs), которые при обеспечении соответствующего питания ведут себя как генераторы высокочастотных сигналов.

PIN-диоды

Содержат беспримесную область I с регулируемым сопротивлением. Применение: модулирование.

ГЛАВА 5. АКТИВНЫЕ ТРЕХПОЛЮСНИКИ

5.1. Идеальные модели активных трехполюсников

5.1.1. Биполярный транзистор

Транзисторный эффект проявляется, когда два p–n перехода выполнены очень близко друг от друга внутри монокристалла полупроводника. Такая структура представляет собой два диода с общей базой, включенных навстречу друг другу. Схемы биполярных *транзисторов* приведены на рис. 5.1 и 5.2.

Чаще всего материалом для изготовления транзисторов служит германий или кремний. Диод эмиттер–база E–B, (D_1), как правило, включен в проводящем направлении, диод база–коллектор B–C, (D_2) заперт. Рассматривая идеализированные p–n–p и n–p–n структуры, включенные соответствующим образом (рис. 5.3 и 5.4), получим:
для p–n–p транзистора

$$I_E = I_{E0}\left[\exp\left(V_{EB}/E_T\right)-1\right] \approx I_{E0}\exp\left(V_{EB}/E_T\right)$$
$$V_{EB} = E_B - R_E I_E,\ I_C = I_E; \qquad (5.1)$$

для n–p–n транзистора

$$I_E = I_{E0}\left[\exp\left(V_{BE}/E_T\right)-1\right] \approx I_{E0}\exp\left(V_{BE}/E_T\right)$$
$$V_{BE} = E_B - R_E I_E,\ I_C = I_E,$$

где $I_E(I_Э)$ и $I_C(I_К)$ – постоянные токи эмиттера и коллектора;
$V_{EB}(V_{ЭБ})$ и $V_{BE}(V_{БЭ})$ – падение напряжения база–эмиттер.

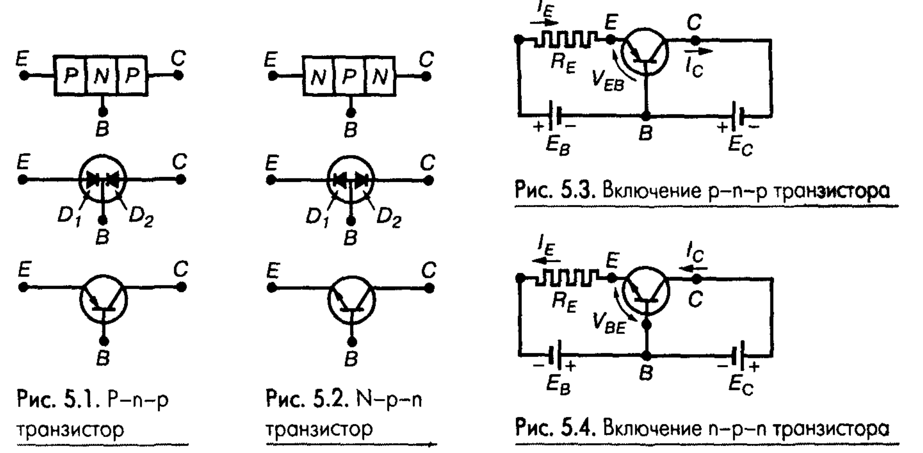


Рис. 5.1. P–n–p транзистор

Рис. 5.2. N–p–n транзистор

Рис. 5.3. Включение p–n–p транзистора

Рис. 5.4. Включение n–p–n транзистора

Закон изменения I_E в зависимости от V_{EB} или V_{BE} обычно аппроксимируется кусочно-линейной кривой (рис. 5.5);

$$I_E = \frac{1}{r_E}(V_{EB} - V_S) \quad \text{или} \quad \frac{1}{r_E}(V_{BE} - V_S), \tag{5.2}$$

где r_E – внутреннее сопротивление эмиттера;

V_S – пороговое напряжение перехода база–эмиттер.

Ток коллектора I_C практически равен току эмиттера, это можно пояснить, введя источник тока (рис. 5.6а, б).

Напряжения эмиттера, базы и коллектора V_E, V_B, V_C подобраны соответствующим образом для того, чтобы получить желаемые разности потенциалов на p–n переходах:

$$V_{EB} = V_E - V_B,\ V_{BE} = V_B - V_E. \tag{5.3}$$

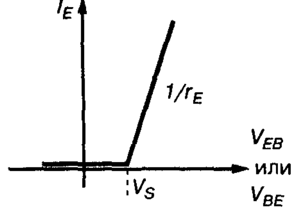


Рис. 5.5. Вольт-амперная характеристика идеального p–n перехода

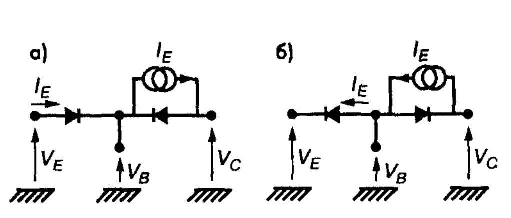


Рис. 5.6. Эквивалентная схема транзистора как источника тока

5.1.2. Режим постоянного тока

Биполярный транзистор является частным случаем общей модели трехполюсника n- или p-типа (рис. 5 7а и б).

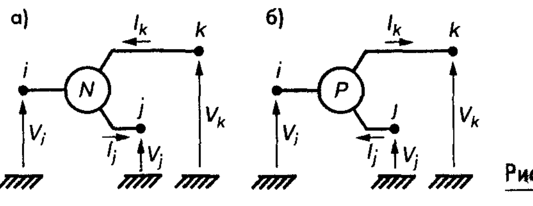


Рис. 5.7. Трехполюсник

Основные уравнения имеют следующий вид:

n-тип / p-тип

$$\begin{cases} I_j = I_{j0} f\left(V_i - V_j\right) \\ I_k = I_j \end{cases} \quad (5\ 4) \qquad \begin{cases} I_j = I_{j0} f\left(V_j - V_i\right) \\ I_k = I_j \end{cases} \quad (5.5)$$

Рабочий режим

n-тип / p-тип

$$V_i - V_j \in \left[V_{am}, V_{aM}\right] \qquad V_j - V_i \in \left[V_{am}, V_{aM}\right]$$

$$V_k - V_j \in \left[V_{bm}, V_{bM}\right] \qquad V_j - V_k \in \left[V_{bm}, V_{bM}\right]$$

$$I_j \in \left[I_{jm}, I_{jM}\right] \qquad I_j \in \left[I_{jm}, I_{jM}\right]$$

$$T \in \left[T_m, T_M\right] \quad (5.6)$$

$$V_k - V_j > 0 \qquad V_j - V_k > 0$$

$$I_j > 0 \qquad I_j > 0$$

ВАХ транзистора

- через i обозначен вывод базы (входная цепь);
- через j обозначен вывод эмиттера (входная или выходная цепи);
- через k обозначен вывод коллектора (выходная цепь).

ВАХ $I_j = I_{j0} f(V_i - V_j)$ или $I_{j0} f(V_j - V_i)$ проходит через начало координат, когда рассматривается характеристика типа C_0, и не проходит через начало координат при характеристике типа C (рис. 5 8 и 5.9).

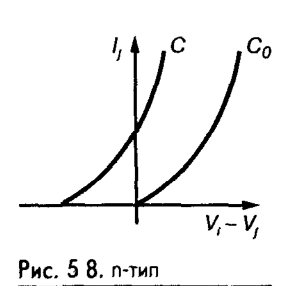


Рис. 5 8. n-тип

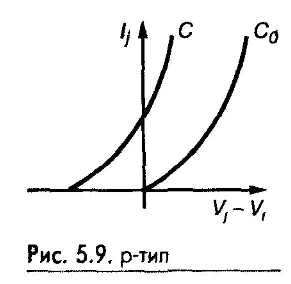


Рис. 5.9. p-тип

5.1.3. Входная и выходная характеристики

n-тип

Общая схема (рис. 5 10).

Входная характеристика (рис. 5.11).

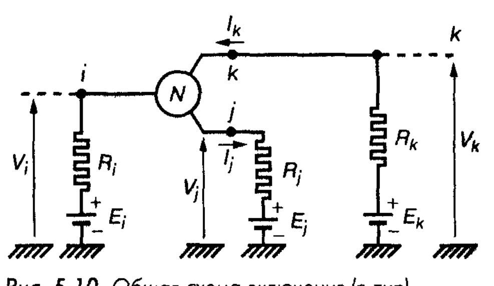


Рис. 5.10 Общая схема включения (n тип)

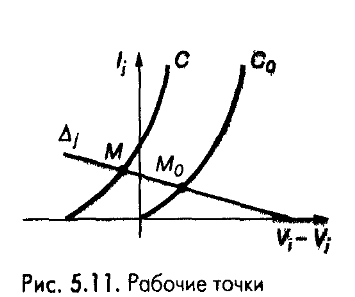


Рис. 5.11. Рабочие точки

$$
\begin{cases}
I_j = I_{j0} f\left(V_i - V_j\right), \text{ кривые C или } C_0 \\
I_j = -\dfrac{V_i - V_j}{R_j} + \dfrac{E_i - E_j}{R_j}, \text{ нагрузочная кривая } \Delta j
\end{cases}
\tag{5.7}
$$

Рабочие точки – M или M_0 (рис. 5.11).

Выходная характеристика (рис. 5.12).

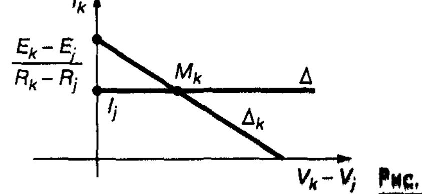


Рис. 5.12. Рабочая точка

$$I_k = I_j,$$
$$V_k - V_j = E_k - E_j = \left(R_k + R_j\right) I_k \qquad (5.8)$$
$$\text{или} \quad I_k = \frac{E_k - E_j - \left(V_k - V_j\right)}{R_k + R_j}$$

Рабочая точка – M_k (рис. 5 12).

р-тип

Общая схема (рис. 5 13).

Входная характеристика (рис. 5.14).

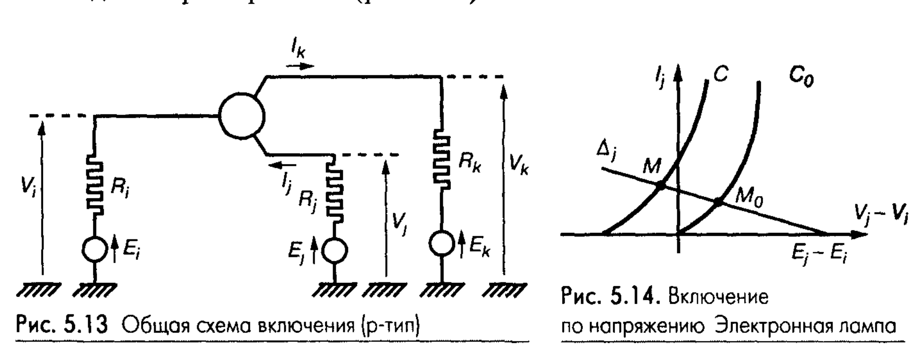


Рис. 5.13 Общая схема включения (р-тип)

Рис. 5.14. Включение по напряжению Электронная лампа

$$\begin{cases} I_j = I_{j0} f\left(V_j - V_i\right), & \text{кривые } C \text{ или } C_0 \\ I_j = -\dfrac{V_j - V_i}{R_j} + \dfrac{E_j - E_i}{R_j}, & \text{нагрузочная кривая } \Delta j \end{cases} \qquad (5.9)$$

Рабочие точки – M или M_0 (рис. 5.14).

Выходная характеристика (рис. 5.15).

$$I_k = I_j,$$
$$V_j - V_k = E_j - E_k = \left(R_k + R_j\right) I_k \qquad (5\ 10)$$
$$\text{или } I_k = \frac{E_j - E_k - \left(V_j - V_k\right)}{R_k + R_j}$$

Рис. 5.15. Рабочая точка

Рабочая точка – M_k (рис 5.15)

Прямая Δ_k является рабочей прямой в режиме постоянного тока.

5.1.4. Разновидности активных трехполюсников

Таблица 5.1. Трехполюсник n-типа

Разновидность	Условное обозначение	Основные соотношения
Биполярный транзистор Транзистор n–p–n	B, C, E, I_C, I_E, V_B, V_E, V_C	$I_E = I_{E0} \exp \frac{V_b - V_E}{E_T}$ $E_T = \frac{kT}{q}$ $I_C = I_E$ B база, E эмиттер, C коллектор (Кривая типа C_0)
Полевой плоскостной транзистор Канал n-типа	G, D, S, I_D, I_S, V_G, V_S, V_D	$I_S = I_{SS}\left(1 + \frac{V_S - V_G}{V_p}\right)^2$, $V_p > 0$ $I_D = I_S$ G затвор, S исток, D сток I_S ток истока, I_D ток стока (Кривая типа C)
Полевой МОП транзистор	G, D, S, I_D, I_S, V_G, V_S, V_D	$I_D = I_{SS}\left(1 + \frac{V_G - V_S}{V_T}\right)^2$ V_T пороговое напряжение
Электронная лампа	G_1, P, K, I_P, I_K, V_{G_2}, V_G, V_K, V_P	$I_K = K\left[V_{G2} + \mu\left(V_{G1} - VK\right)\right]^{3/2}$ $I_p = I_K$ G_1 обычная входная сетка, G_2 вторая сетка, K катод, P анод, I_K ток катода, I_p ток анода (кривая типа C_0)

Таблица 5 2 Трехполюсник p-типа

Разновидность	Условное обозначение	Основные соотношения
Биполярный транзистор Транзистор p–n–p	B, C, E, I_C, I_E, V_B, V_E, V_C	$I_E = I_{E0} \exp\left(\frac{V_E - V_B}{E_T}\right)$ $I_C = I_E$ (Кривая типа C_0)
Полевой плоскостной транзистор Канал p-типа	G, D, S, I_D, I_S, V_G, V_S, V_D	$I_S = I_{SS}\left(1 + \frac{V_S - V_G}{V_p}\right)^2$ $V_p > 0$ $I_D = I_S$ (Кривая типа C)

Таблица 5.2. Трехполюсник p-типа (окончание)

Разновидность	Условное обозначение	Основные соотношения
Полевой МОП транзистор Канал p-типа	(схема: G, D, S, I_D, I_S, V_G, V_S, V_D)	$I_D = I_{SS}\left(1 - \frac{V_G - V_S}{V_T}\right)^2$ V_T: пороговое напряжение
Электронная лампа	Не существует	Не существует

5.1.5. Динамический режим (малосигнальная модель)

Изменения напряжения ΔV_i и ΔV_j, рассматриваемые одновременно или по отдельности, вызывают изменения тока ΔI_i и ΔI_j, а также ΔV_k:

$$(\Delta V_i, \Delta I_i) \to (\Delta I_j, \Delta V_j, \Delta V_k).$$

При малых изменениях токов и напряжений в окрестности рабочих точек M_0, M и $M_к$ (т. е. при малой амплитуде входного сигнала) можно считать, что характеристики линейны. Для удобства примем, что все три тока (базовый, коллекторный и эмиттерный) втекают в трехполюсник, поэтому

$\Delta I_j = -i_j$.

Для n-типа

$\Delta I_k = +i_k$

$\Delta I_j = +i_j$.

Для p-типа

$\Delta I_k = -i_k$.

Кроме того,

$\Delta V_i = v_i$, $\Delta V_j = v_j$, $\Delta V_k = v_k$.

Получим эквивалентную схему, представленную на рис. 5.16.

Имеем

$$DI_k = DI_j \text{ и } i_k = -i_j \tag{5.11}$$

$$\Delta I_k = \Delta I_j = I_{j0} \frac{\partial f}{\partial (V_i - V_j)} \Delta(V_i - V_j), \quad \text{(n-тип)}$$

$$\Delta I_k = \Delta I_j = I_{j0} \frac{\partial f}{\partial (V_j - V_i)} \Delta(V_j - V_i). \quad \text{(p-тип)}$$

Рис. 5.16. Эквивалентная схема в динамическом режиме

Обозначим

$$g_m = \frac{\partial I_k}{\partial (V_i - V_j)}, \tag{5.12}$$

где g_m – наклон выходной характеристики
и

$$i_k = g_m(v_i - v_j) \tag{5.13}$$

для транзисторов обоих типов проводимости.

5.1.6. Три схемы включения транзисторов

Активный трехполюсник может использоваться в трех основных схемах, представленных в табл. 5.3.

Таблица 5.3. Три типа схем (рассматриваемые величины являются комплексными)

Выводы		Схема	Соотношения
Вход	Выход		
i	k	Вход напряжение Схема с общим эмиттером (ОЭ)	$I_k(j\omega) = y_m V_i(j\omega)$ Выход: ток Схема типа (G)
i	j	Схема с общим коллектором (ОК)	$V_j(j\omega) = V_j(j\omega) = 1 / y_m I_i(j\omega)$ Вход: напряжение Выход: напряжение Схема типа (V) Повторитель напряжения
j	k	$V_i = 0$, i на землю Схема с общей базой (ОБ)	$I_k = -I_j$ $I_j = y_m V_j$ Вход: ток Выход: ток Схема типа (I) Повторитель тока

5.1.7. Схема включения (ОЭ)

$$I_j = -y_m(V_i - V_j)$$

$$V_j = +R_j I_j \Rightarrow I_j = \frac{-y_m}{1 + R_i y_m} V_i$$

$$I_k = \frac{y_m}{1 + R_j y_m} V_i \tag{5.14}$$

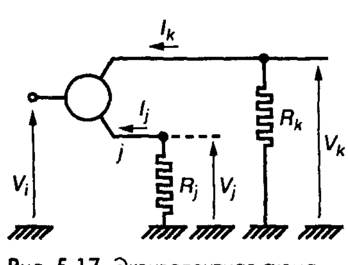


Рис. 5.17. Эквивалентная схема типа G

$$V_k = R_k I_k,$$

$$\frac{V_k}{V_i} = \frac{-y_m}{1 + R_j y_m} R_k. \qquad (5.15)$$

Формулы 5.14 и 5 15 позволяют вычислить выходной ток и усиление по напряжению в режиме малого сигнала в схеме включения с общим эмиттером.

5.2. Реальные модели

5.2.1. Статические модели

Отличие реальных трехполюсников от идеальной модели:

- входной ток со стороны i (базы) не равен нулю;
- имеется ток утечки между выводами базы i и и коллектора k;
- необходимо учитывать паразитный источник тока между выводами i и k.

Получим схемы, представленные на рис. 5.18 и 5.19.

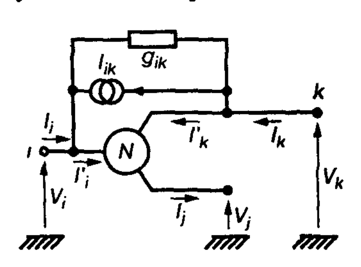


Рис. 5.18. Эквивалентная схема реального трехполюсника n-типа

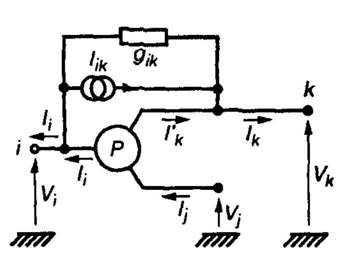


Рис. 5.19. Эквивалентная схема реального трехполюсника p-типа

Уравнения (5.16)

n-тип

$$I_j = I_{j0} f(V_i - V_j)$$

$$I'_k = \alpha I_j$$

$$I'_i = (1-\alpha) I_j$$

$$I_i = (1-\alpha) I_{j0} f(V_i - V_j) + $$
$$+ g_{ik}(V_i - V_k) - I_{ik}$$

p-тип

$$I_j = I_{j0} f(V_j - V_i)$$

$$I'_k = \alpha I_j$$

$$I'_i = (1-\alpha) I_j$$

$$I_i = (1-\alpha) I_{j0} f(V_j - V_i) + $$
$$+ g_{ik}(V_k - V_j) - I_{ik}$$

$I_j = I_{j0} f(V_i - V_j)$

$I_k = \alpha I_{j0} f(V_i - V_j) +$

$+ g_{ik}(V_k - V_i) + I_{ik}$

$I_j = I_{j0} f(V_j - V_i)$

$I_k = \alpha I_{j0} f(V_j - V_i) +$

$+ g_{ik}(V_i - V_k) + I_{ik}$

Для биполярного транзистора

$\alpha = I_C/I_E$ – усиление по току в схеме с общей базой;

$\beta = \alpha/(1 - \alpha) = I_C/I_B$ – усиление по току в схеме с общим эмиттером.

Другое часто используемое обозначение:

в статическом режиме $\beta = h_{21E}$

Для полевого транзистора (плоскостного или МОП типа)

$\alpha = 1$ практически всегда.

5.2.2. Динамический режим

Рассматриваемые величины являются комплексными.

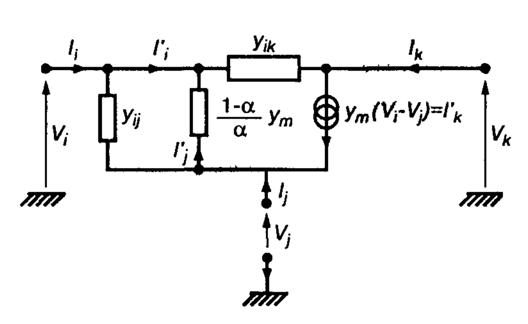


Рис. 5.20. Динамический режим

Зависимости для транзисторов n-типа или p-типа

$$I'_k = y_m(V_i - V_j)$$

$$I'_j = -I'_k/\alpha \Rightarrow I'_j = -(y_m/\alpha)(V_i - V_j)$$

$$I'_i = -(I'_i + I'_k) = [(1-\alpha)/\alpha] y_m (V_i - V_j).$$

Матричное уравнение:

$$\begin{bmatrix} I_i \\ I_j \\ I_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-\alpha)\frac{y_m}{\alpha} + y_{ij} + y_{ik} & -(1-\alpha)\frac{y_m}{\alpha} - y_{ij} & -y_{ik} \\ -\frac{y_m}{\alpha} - y_{ij} & \frac{y_m}{\alpha} + y_{ij} & 0 \\ y_m - y_{ik} & -y_m & +y_{ik} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_j \\ V_k \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

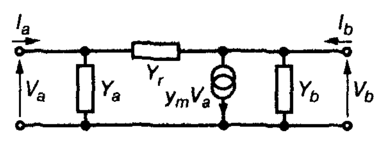


Рис. 5.21. Активный трехполюсник

Здесь характеризующая активный трехполюсник матрица 3×3 является неопределенной (вырожденной – сумма элементов каждой строки равна нулю, т. е. соответствующие уравнения линейно зависимы).

Поэтому можно вычеркнуть любую строку и соответствующий столбец данной матрицы, в результате придем к одной из трех схем (ОЭ, ОК, ОБ). Заметим, что исходная матрица сводится к рассмотренной ранее матрице [Y], так как активный трехполюсник в любой схеме включения может быть представлен в виде четырехполюсника (рис. 5.21).

Здесь $y_m V_a$ – зависимый источник тока.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_a + Y_r & -Y_r \\ y_m - Y_r & Y_b + Y_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix}. \tag{5.18}$$

Все три схемы представлены в табл. 5.4.

Таблица 5.4. Три схемы, использующие активный трехполюсник

Вход/	Выход	Вид записи	Эквивалентная схема
i ОЭ	k	Убрать вторую строку и второй столбец $\begin{bmatrix} I_i \\ I_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-\alpha)\frac{y_m}{\alpha} + y_{ij} + y_{ik} & -y_{ik} \\ y_m - y_{ik} & +y_{ik} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_k \end{bmatrix}$	I_i, I_k, y_{ik}, V_i, $\frac{1-\alpha}{\alpha} y_m + y_{ij}$, $y_m V_i$
i ОК	j	Убрать третью строку и третий столбец $\begin{bmatrix} I_i \\ I_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-\alpha)\frac{y_m}{\alpha} + y_{ij} + y_{ik} & -(1-\alpha)\frac{y_m}{\alpha} - y_{ij} \\ -\frac{y_m}{\alpha} - y_{ij} & \frac{y_m}{\alpha} + y_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_j \end{bmatrix}$ или $\begin{bmatrix} I_i \\ I_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-\alpha)\frac{y_m}{\alpha} + y_{ij} + y_{ik} & -(1-\alpha)\frac{y_m}{\alpha} - y_{ij} \\ -\frac{1-\alpha}{\alpha} y_m - y_{ij} & \frac{1-\alpha}{\alpha} y_m + y_{ij} + y_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_j \end{bmatrix}$	I_i, I, $\frac{1-\alpha}{\alpha} y_m + y_{ij}$, V_i, y_{ik}, $-y_m V_i$, y_m, V_j
j ОБ	k	Убрать первую строку и первый столбец $\begin{bmatrix} I_i \\ I_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{y_m}{\alpha} + y_{ij} & 0 \\ -y_m & y_{ik} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_k \end{bmatrix}$	I_j, I_k, V_j, $\frac{y_m}{\alpha} + y_{ij}$, $-y_m V_j$, y_{ik}, V_k

5.2.3. Неопределенная матрица для транзисторов различных типов

Биполярный транзистор

Идеализированная модель

$$\partial I_E/\partial(V_B - V_E) = I_E/E_T = g_E \quad \text{или} \quad 1/r_E,$$

$$g_m = \alpha g_E = g_E$$

Реальная модель с комплексными величинами, r_{BB} можно пренебречь

$$y_{ik} = y_{BC} = g_{BC} + j\omega C_{BC} \quad \text{или} \quad g_{BC} + j\omega C_{TC},$$

$$y_{ij} = j\omega C_{TE}, \quad \alpha = \alpha_0/[1 + j(f/f_C)], \; y_m = \alpha g_E$$

$$\begin{bmatrix} I_B \\ I_E \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \tag{5.19}$$

$$Y_{11} = (1-\alpha)g_E + j\omega C_{TE} + g_{BC} + j\omega C_{BC} \qquad Y_{12} = -(1-\alpha)g_E + j\omega C_{TE}$$

$$Y_{21} = -g_E - j\omega C_{TE} \qquad Y_{22} = g_E + j\omega C_{TE}$$

$$Y_{31} = \alpha g_{BE} - g_{BC} - j\omega C_{TC} \qquad Y_{32} = -\alpha g_E$$

$$Y_{13} = g_{BC} - j\omega C_{TC} \qquad Y_{23} = 0 \qquad Y_{13} = g_{BC} + j\omega C_{TC}$$

Полевой транзистор

Идеальная модель (канал n-типа)

$$\frac{\partial I_S}{\partial(V_G - V_S)} = +\frac{2I_{SS}}{V_p}\left(1 + \frac{V_G - V_S}{V_p}\right) = g_{ms}$$

Реальная модель с комплексными величинами

$$y_{ik} = y_{GD} = j\omega C_{GD}, \; \alpha = 1$$

$$y_{ij} = y_{GS} = j\omega C_{GS}, \; y_{mS} = g_{mS}/[1 + j(f/f_C)]$$

$$\begin{bmatrix} I_G \\ I_S \\ I_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C_{GD} + j\omega C_{GS} & -j\omega C_{GS} & -j\omega C_{GD} \\ -y_{mS} - j\omega C_{GS} & y_{mS} + j\omega C_{GS} & 0 \\ y_{mS} - j\omega C_{GD} & -y_{mS} & +j\omega C_{GS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_G \\ V_S \\ V_D \end{bmatrix} \tag{5.20}$$

Типичные схемы

Приведены транзисторы n-типа. Реальный транзистор представляет собой соединение идеального транзистора и внешней цепи, учитывающей паразитные эффекты.

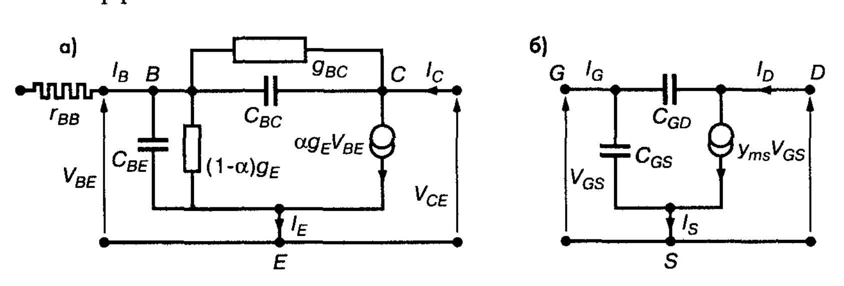


Рис. 5.22. Транзисторы n-типа. а – собственно биполярный транзистор Включить сопротивление r_{BB} в сопротивление источника, б – полевой транзистор

5.3. Предельные величины и параметры

5.3.1. Статический режим. Биполярный транзистор

Остаточные токи

- I_{CB0} (или I_{C0}) – обратный ток коллектор–база при $I_E = 0$ (V_{CB} задано);
- I_{CE0} – обратный ток коллектор–эмиттер при $I_B = 0$ (V_{CE} задано);
- I_{EB0} – обратный ток эмиттер–база при $I_C = 0$ (V_{EB} задано).

Предельные напряжения

- V_{BR} – напряжение пробоя;
- $V_{BR\,CB}$ – напряжение пробоя перехода коллектор–база*;
- V_{CE0} или $V_{BR\,CE}$ – напряжение пробоя перехода коллектор–эмиттер**. Дополнительный показатель позволяет уточнить некоторые условия (токи I_E, I_B и I_C равны нулю или заданы их величины);
- $V_{CES} = V_{CE\,нас}$ – напряжение насыщения коллектор–эмиттер*** при указанных I_B и I_C.

Статические характеристики (транзистор n–p–n типа) – см. уравнения (5.16):

$$I_B = (1-\alpha_0)I_E + g_{BC}(V_B - V_C) - I_{CB0}$$

$$I_E = I_E \exp\left(\frac{V_B - V_C}{E_T}\right). \tag{5.21}$$

* $U_{КБ0\,проб}$ – *Прим. ред.*
** $U_{КЭ0\,проб}$ – *Прим. ред.*
*** $U_{КЭ\,нас}$ – *Прим. ред.*

$$I_C = \alpha_0 I_E + g_{BC}(V_C - V_B) + I_{CB0}$$

Иногда вводят параметр

$g_{BC} = 1/r_C$, где r_C – сопротивление коллектора.

$$I_C = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0} I_B + \frac{1}{1-\alpha_0} I_{CB0} + \frac{g_{BC}}{1-\alpha_0}\left[V_{CE} - V_{BE}\right] \quad (5.22)$$

$V_{BE} \ll V_{CE}$ в обычном случае.

Характеристика $I_C = f(V_{CE}, I_B)$, где I_B было выбрано в качестве параметра, приведена на рис. 5.23. Каждая кривая соответствует заданному току базы I_B.

На рис. 5.23 выделяют три участка характеристики. Линейный участок ограничен со стороны низких значений V_{CE} прямой насыщения Δ_S, а со стороны высоких значений V_{CE} – кривой C_C, определяющей границу зоны пробоя.

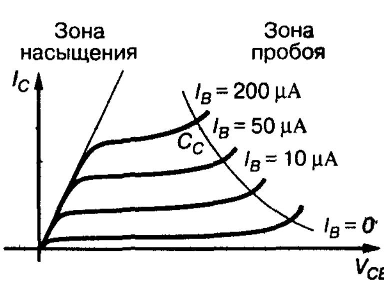


Рис. 5.23. Выбор рабочей области транзистора

5.3.2. Статический режим. Полевой транзистор

Остаточные токи

- I_{GD0} – остаточный ток затвора, схема с открытым истоком (полевой плоскостной транзистор);
- I_{GS0} – остаточный ток затвора, схема с открытым стоком (полевой плоскостной транзистор);
- I_{GSS} – остаточный ток затвора, схема со стоком, соединенным с истоком (полевой плоскостной и МОП транзистор).

Предельные напряжения

- V_{GS} – номинальное напряжение затвор–исток;
- $V_{GS(off)}$ – напряжение затвор–исток в режиме запирания;
- $V_{GS(on)}$ – напряжение пробоя затвор–исток.

5.3.3. Динамический режим. Биполярный транзистор

Наиболее часто используются параметры h и y, измеренные в схеме с общим эмиттером.

Параметры h

$$[h]_e = \begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix},$$

где h_{11e} – входной импеданс, выход в состоянии короткого замыкания;
h_{12e} – обратный коэффициент передачи напряжения, схема с открытым входом;
h_{21e} – прямой коэффициент передачи тока, выход в состоянии короткого замыкания;
h_{22e} – полная выходная проводимость, схема с открытым входом.

Параметры y:

$$[y]_e = \begin{bmatrix} y_{11e} & y_{12e} \\ y_{21e} & y_{22e} \end{bmatrix},$$

где $(y_{11})_e$ – полная входная проводимость, выход в состоянии короткого замыкания;
$(y_{12})_e$ – полная обратная проводимость, схема с открытым входом;
$(y_{21})_e$ – полная прямая проводимость, выход в состоянии короткого замыкания;
$(y_{22})_e$ – полная выходная проводимость, вход в состоянии короткого замыкания.

Зависимости с другими параметрами:

$$\beta = \alpha/(1-\alpha) \approx (h_{21})_e; \qquad (5.23)$$

в статическом режиме $\beta = (h_{21})_E$;

$$(y_{21})_e \approx y_m \approx h_{21e}/h_{11e}; \qquad (5.24)$$

$$(y_{11})_e \approx 1/(h_{11})_e \approx (1-\alpha)g_E + j\omega(C_{Te} + C_{TC}); \qquad (5.25)$$

обычно на высокой частоте параметрами h_{12c}, h_{22c}, y_{12e} и y_{22e} можно пренебречь.

5.3.4. Динамический режим. Полевой транзистор

Параметры y используются в схеме с общим истоком

$$[y]_S = \begin{bmatrix} y_{11S} & y_{12S} \\ y_{21S} & y_{22S} \end{bmatrix}.$$

Кроме того, можно отметить

$$y_{11S} = y_{iS} \quad y_{12S} = y_{rS}$$

$$y_{21S} = y_{fS} \quad y_{22S} = y_{0S}.$$

5.3.5. Параметры в переходном режиме

t_r – время включения;
t_f – время выключения;
t_{d1} (или t_{don}) – время задержки при включении;

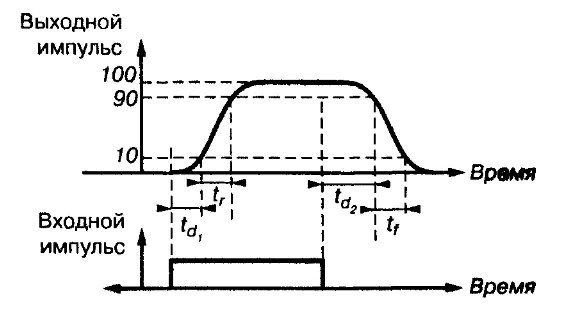


Рис. 5.24 Параметры переходного режима

t_{d2} (или t_{doff}) – время задержки выключения;
$t_{on} = t_r + t_{d1}$ – общее время нарастания напряжения;
$t_{off} = t_f + t_{d2}$ – общее время спада напряжения.

5.4. Стандарты и рекомендации

Таблица 5 5 Стандарты UTE Плоскостные и биполярные транзисторы

Подгруппы	Краткое содержание
86-6	NF C 86-612 и UTE C 86-612 Биполярные транзисторы NF C 86-613 и UTE C 86-613 Биполярные НЧ транзисторы NF C 86-614 и UTE C 86-614 Биполярные коммутационные транзисторы NF C 86-617 Биполярные ВЧ транзисторы
96-6	UTE C 96-611 Плоскостные транзисторы NF C 96-621 и UTE C 96-621 Биполярные и ВЧ транзисторы

5.5. Статические характеристики полевых транзисторов

5.5.1. Полевые транзисторы с каналом n-типа

Полевые плоскостные транзисторы

В нормальном рабочем режиме всегда должно иметь место

$V_{GS} < 0$ – область обеднения.

Для входной характеристики

$$I_D = I_{SS}(1 + V_{GS}/V_p)^2.$$

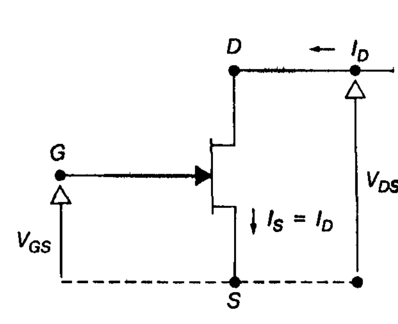


Рис. 5.25. Полевой плоскостной транзистор

Для выходной характеристики в зоне насыщения ток I_D не зависит от напряжения V_{DS}. В омической зоне ток I_D возрастает при убывании напряжения

V_{DS}. Граница между омической зоной и зоной насыщения* определяется следующим образом.

$$V_{DS} - V_{GS} = V_p \Rightarrow I_D = I_{SS}(V_{DS}/V_p)^2 \text{ (кривая } C_p\text{)}.$$

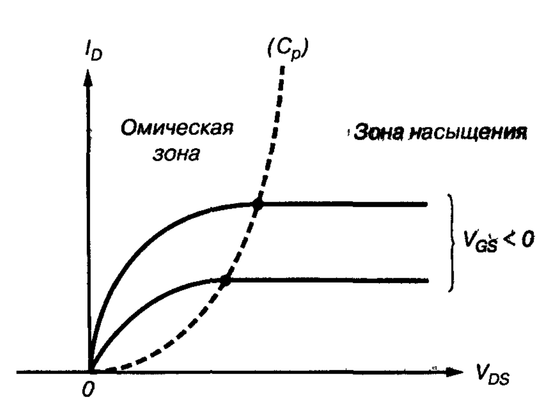


Рис. 5.26. Характеристики полевого транзистора

Полевые МОП транзисторы со встроенным каналом

Вывод B (подложка) может быть соединен с точкой, имеющей постоянный потенциал, или с истоком S. Для входной характеристики при $V_T \approx -V_p$ запишем

$$I_D = I_{SS}(1 - V_{GS}/V_T)^2.$$

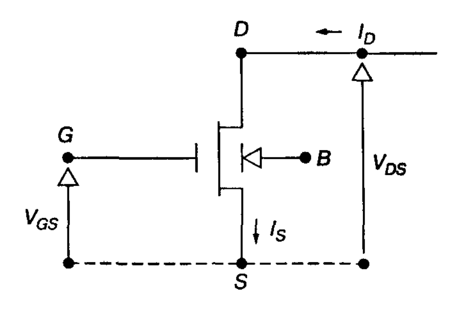


Рис. 5.27. Полевой транзистор со встроенным каналом

* В этом режиме канал полевого транзистора перекрывается на участке конечной длины вблизи стока, при увеличении напряжения сток–исток канал начинает укорачиваться (эффект модуляции длины канала), в результате ток стока остается практически постоянным при изменении напряжения сток–исток в широких пределах При дальнейшем увеличении этого напряжения происходит пробой – *Прим ред*

Тогда в рабочем режиме

$V_{GS} > 0$;

если $V_{GS} \leqslant 0$, $I_D < I_{SS}$,

то полевой МОП-транзистор работает в режиме обеднения;

если $V_{GS} \geqslant 0$, $I_D > I_{SS}$,

то – в режиме обогащения.

Рассмотрим выходные характеристики, здесь I_D не зависит от V_{DS} в области насыщения, как и в случае с полевым плоскостным транзистором.

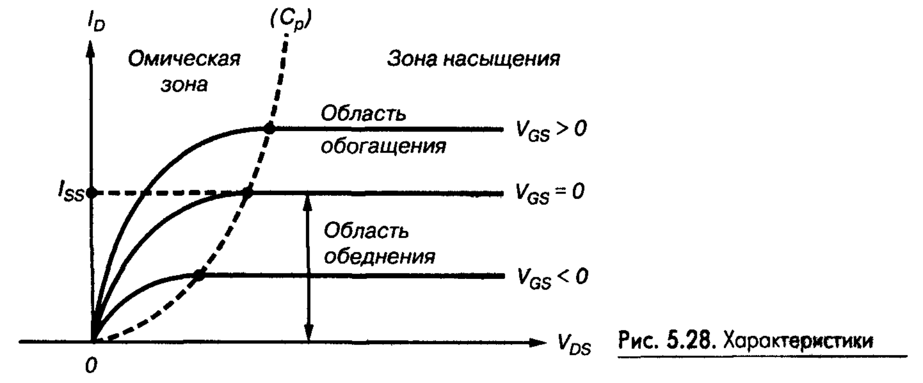


Рис. 5.28. Характеристики

Полевые МОП транзисторы с индуцированным каналом

Ток I_D или $I_s = I_D$ может появиться только в том случае,

если $V_{GS} \geqslant V_T$, где V_T – пороговое напряжение.

Транзистор в нормальном режиме работает только в области обогащения.

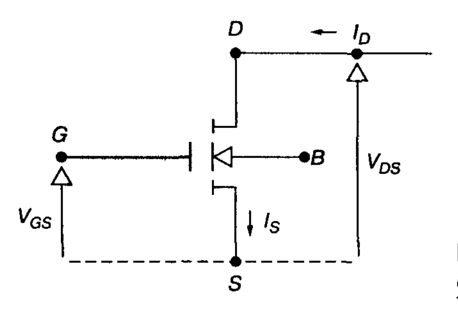


Рис. 5 29. Полевой транзистор с индуцированным каналом

Типичные выходные характеристики зависимости I_D от V_{DS} существуют только при $V_{GS} > V_T$.

5.5.2. Полевые транзисторы с каналом p-типа

Полевой плоскостной транзистор

Условное обозначение было приведено в разделе 5.1.4 (см. табл. 5.2). Для входной характеристики примем

$$I_D = I_{SS}(1 + V_{SG}/V_p)^2$$

$$V_{SG} = V_S - V_G.$$

Поскольку $V_p > 0$, то должно **иметь место**

$$-V_p < V_{GS} < 0.$$

Как и аналогичный транзистор с каналом n-типа, рассматриваемый транзистор может работать только в режиме обеднения.

V_{SG} отрицательно или удовлетворяет условию $0 < V_{GS} < V_p$, V_{DS} также должно быть отрицательным.

Выходные характеристики будут аналогичны приведенным ранее при условии, что по оси абсцисс откладывается $V_{SD} = V_S - V_D$ вместо V_{DS}.

Полевой МОП транзистор со встроенным каналом p-типа

Условное обозначение приведено на рис. 5.30.

Если $V_{GS} > 0$, то транзистор работает в режиме обеднения.

В противном случае ($V_{GS} < 0$) он работает в режиме обогащения. Для выходных характеристик получают те же виды кривых при условии, что по оси абсцисс будет отложено

$$V_{SD} = V_S - V_D \text{ вместо } V_{DS}.$$

Полевой МОП транзистор с индуцированным каналом p-типа

Транзистор работает только в режиме обогащения. При этом должно выполняться следующее условие:

$V_{GS} > V_T$, где V_T – пороговое напряжение,

или $V_{GS} < -V_T$.

Для выходных характеристик имеет аналогичные кривые, что и для МОП транзистора с индуцированным каналом n-типа или встроенным каналом n-типа при условии, что по оси абсцисс откладывается

$$V_{SD} = V_S - V_D \text{ вместо } V_{DS}.$$

Кроме того, характеристики существуют только при $V_{GS} < -V_T$.

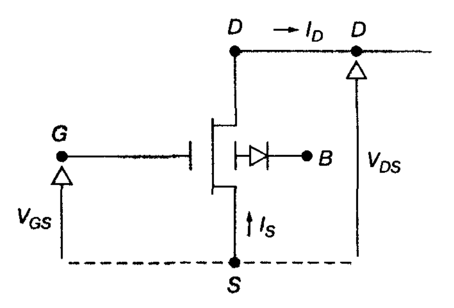


Рис. 5.30. Полевой МОП транзистор со встроенным каналом

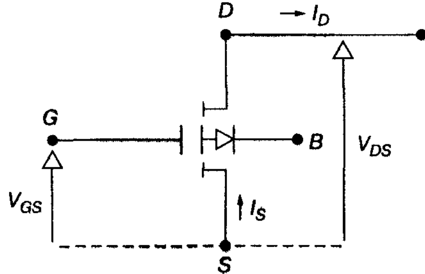


Рис. 5.31. Полевой МОП транзистор с индуцированным каналом

5.5.3. Стандарты и рекомендации

Таблица 5.6. Стандарты UTE. Полевые транзисторы

Подгруппа	Краткое содержание
86-7.	NF C 86-712: Полевые транзисторы
96-7.	NF C 96-711 и UTE C96-711: Полевые транзисторы UTE C96-721: Полевые СВЧ транзисторы

5.6. Транзисторы на арсениде галлия

В 1980-х годах появилась разновидность высококачественных полевых транзисторов. Имеются в виду транзисторы на арсениде галлия (MES FET – полевые транзисторы с затвором Шотки и TEG FET), работающие в микроволновой области (1–100 ГГц).

Применение и описание этих транзисторов будет описано в главе 15.

ГЛАВА 6. ДИОДНЫЕ СХЕМЫ

6.1. Выпрямление

6.1.1. Последовательное и параллельное соединения

Часто возникает необходимость в последовательном или параллельном соединении нескольких *диодов* для того, чтобы схема могла выдерживать повышенное обратное напряжение или повышенный прямой ток.

Для того чтобы равномерно распределить обратное напряжение V_R на выводах обоих диодов D_1 и D_2, включенных последовательно (рис. 6.1), следует параллельно диодам подключить два резистора R_1 и R_2.

Имеем

$$I_1 = I_{S1} + V_1/R_1, \quad I_2 = I_{S2} + V_2/R_2$$

Кроме того,

$$V_R = V_1 + V_2, \quad I_1 = I_2, \; I_{S1} - I_{S2} + V_1/R_1 - V_2/R_2 = 0.$$

Из этого следует

$$\begin{cases} V_1 = V_R[R_1/(R_1 + R_2)] - [R_1R_2/(R_1 + R_2)](I_{S1} - I_{S2}) \\ V_2 = V_R[R_2/(R_1 + R_2)] + [R_1R_2/(R_1 + R_2)](I_{S1} - I_{S2}). \end{cases} \quad (6.1)$$

Практичное правило для выбора R_1 и R_2 заключается в следующем.

$$R_1 = R_2 = R, \; V_R/R \geqslant I_{SM}, \quad (6.2)$$

где I_{SM} – максимальное значение I_{S1} и I_{S2}.

Для того чтобы оптимально распределить общий ток между двумя включенными параллельно диодами, последовательно с каждым из них включают сопротивление (рис. 6.2).

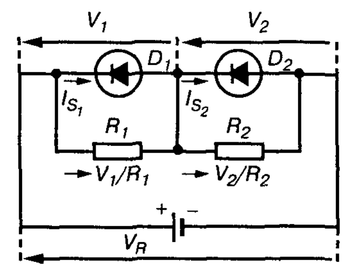


Рис. 6.1 Схема последовательного включения диодов

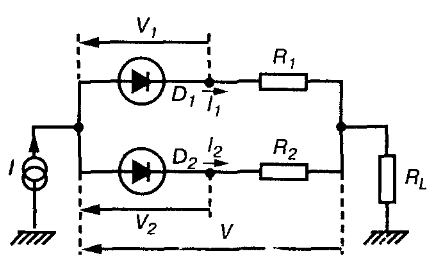


Рис. 6.2. Схема параллельного включения диодов

Если I_{S1} и I_{S2} – токи насыщения диодов D_1 и D_2, то

$V = R_1I_1 + V_1 = R_2I_2 + V_2,$

$I_1 = I_{S1} \exp (V_1/E_T), I_2 = I_{S2} \exp (V_2/E_T)$

$E_T = kT/q,$

где k – постоянная Больцмана;

T – абсолютная температура;

q – заряд электрона.

$E_T \approx 0{,}025$ В при 27 °С или 300 К.

Если принять, что

$R_1 = R_2 = R, I_1 = (I/2)(1 + x), I_2 = (I/2)(1 - x), |x|<0,$

то из уравнений

$V = R_1I_1 + E_T \ln (I_1/I_{S1}) = R_2I_2 + E_T \ln (I_2/I_{S2}),$

$I = I_1 + I_2$

следует

$R (I_1 - I_2) + E_T \ln (I_1/I_2) (I_{S2}/I_{S1}) = 0,$

$RIx + E_T \ln (I_{S2}/I_{S1}) + E_T \ln [(1 + x)/(1 - x)] = 0,$

$\ln [(1 + x)/(1 - x)] \approx 2 x \Rightarrow x (RI + 2 E_T) = E_T \ln (I_{S1}/I_{S2}),$

$x = E_T /[(RI + 2 E_T)] \ln (I_{S1}/I_{S2}).$

На практике следует соблюдать следующие условия:

$|x| < 0{,}1, RI > 20 E_T \Rightarrow RI > 0{,}5$ В.

6.1.2. Тепловой пробой

При повышении температуры p–n перехода может произойти тепловой пробой. Обычно выпрямительные диоды работают в переменном режиме, периодически переходя из открытого состояния в закрытое. Мощность, рассеиваемая на диоде, составляет

- в открытом состоянии: $P_d = V_d I_d$,
- в закрытом состоянии: $P_i = V_i I_i$.

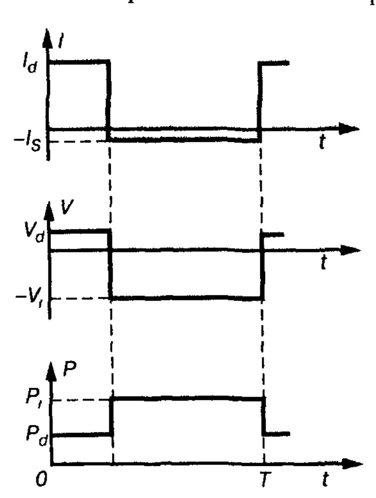


Рис. 6.3. Диаграммы токов, напряжений и мощностей на диоде

На рис. 6.3 показаны временные диаграммы тока, напряжения и мощности.

При достаточно большом обратном напряжении, приложенном к диоду, может возникнуть электрический пробой. В установившемся режиме $T_j - T_A = R_{th} V_i I_i$ и I_i, в свою очередь, есть функция от T_j: $I_i = f(T_j)$.

Если температура окружающей среды T_A незначительно изменяется

$$\Delta T_j - \Delta T_A = R_{th} V_i \Delta I_i, \ \Delta I_i = k I_{i0} \Delta T_j, \quad (6.4)$$

здесь I_{i0} – обратный ток, очень близкий по значению току насыщения I_S.

Известно, что

$$\Delta I_i / I_{i0} = \Delta I_S / I_S = (3 + E_G / kT)(\Delta T / T).$$

Для германиевых диодов

$E_G = 0{,}72$ эВ, при 300 К $\Delta I_i / I_{i0} \approx 0{,}1\ \Delta T_j$.

Для кремниевых диодов:

$E_G = 1{,}12$ эВ, при 300 К $\Delta I_i / I_{i0} \approx 0{,}15\ \Delta T_j$.

Из предыдущих соотношений получим

$$\Delta T_j = \Delta T_A / (1 - K) \text{ при } K = R_{th}\, к\, V_i I_i. \quad \mathbf{(6.5)}$$

Режим считается стабильным, если $K < 1$, и нестабильным, если $K > 1$.

Таким образом, в окрестности рассматриваемой температуры перегрузка возможна при

$dR_{th}\, к\, V_i I_i > 1$.

6.1.3. Однополупериодный выпрямитель

Простейшая схема *выпрямителя* состоит (рис. 6.4) из источника синусоидального входного напряжения

$$e_g = E_g \cos\omega t,$$

внутреннего сопротивления R_g, диода D и емкостного фильтра C.

Обычно рассматривается кусочно-линейная ВАХ диода:

$I = (V - V_S)/r_d$ при $V > V_S$, $I = 0$ при $V \leqslant V_s$.

Временная диаграмма приведена на рис. 6.5.

Состояние диода определяется следующими условиями:

1. $-T/2 < t < -t_0$ и $t_0 < t < T/2$, диод D в режиме запирания, $I = 0$.
2. $-t_0 < t < +t_0$, диод D в проводящем режиме и

$$I = (e_g - V_0 - V_S)/(R_g + r_d) = (E_g \cos\omega t - V_0 - V_S)/(R_g + r_d). \qquad (6.6)$$

3. В момент закрывания диода $t = +t_0$, а также в момент открывания $t = -t_0$ выполняется

   $e_g(t_0) = e_g(-t_0) = V_0 + V_S$, то есть $E_g \cos \omega t_0 = V_0 + V_S$ и $I = 0$.

Зависимость тока через диод от времени описывается выражением

$$I = [E_g/(R_g + r_d)](\cos\omega t - \cos\omega t_0), \ t \in (-t_0, +t_0). \qquad (6.7)$$

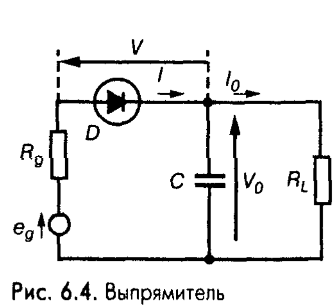



Рис. 6.4. Выпрямитель

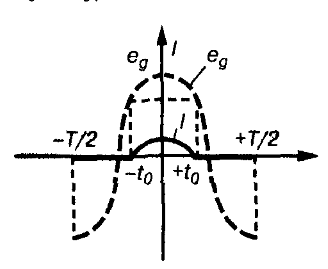


Рис. 6.5. Диаграмма работы выпрямителя

Выходной ток I_0, текущий через нагрузку R_L, а также выходное напряжение V_0, изменяются в окрестности своих номинальных значений $\overline{I_0}$ и $\overline{V_0}$. При достаточной емкости фильтрующего конденсатора и малом токе нагрузки эти флуктуации достаточно малы, поэтому можно записать следующее:

$$I_0 \approx \overline{I_0}, \quad V_0 \approx \overline{V_0}.$$

Среднее значение тока вычисляется по формуле:

$$\bar{I} = \overline{I_0} = (1/T)\int_{-T/2}^{+T/2} I(t)\,dt,$$

таким образом, полагая, что $\theta_0 = \omega t_0$, получим выражение для угла отсечки

$$I_0 = [E_g/(\pi(R_g + r_d))]\,(\sin\theta_0 - \theta_0\cos\theta_0),$$
$$\cos\theta_0 = (\overline{V_0} + V_S)/E_g \qquad (6.8)$$

Определим параметры E_0 и R_0 эквивалентного источника:

$$V_0 = E_0 - R_0 L_0,$$
$$R_0 = -\Delta V_0/\Delta I_0 \text{ при } E_g = \text{const}, \quad R_0 = \pi(R_g + r_d)/\theta_0 \qquad \textbf{(6.9)}$$

и затем

$$\overline{V_0} = \left(E_g \sin\theta/\theta_0\right) - V_S - R_0 I_0 \Rightarrow E_0 = \left(E_g \sin\theta/\theta_0\right) - V_S. \qquad (6.10)$$

Следует отметить, что

$$R_0 > R_g + r_d. \qquad (6.11)$$

6.1.4. Двухполупериодные выпрямители

На рис. 6.6 представлена схема *двухполупериодного* **выпрямителя** с трансформатором, имеющим отвод от средней точки.

Имеем

$$\overline{I_1} + \overline{I_2} = I_0 .$$

Каждый из диодов работает поочередно, поэтому к каждому из них применимы соотношения, выведенные выше для однополупериодного выпрямителя.

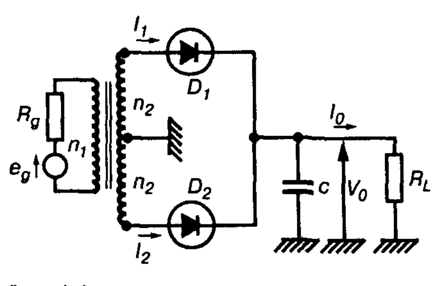


Рис. 6.6. Двухполупериодный выпрямитель

Если n_1 и n_2 – это число витков первичной и каждой из двух вторичных обмоток трансформатора, то можно рассмотреть эквивалентный источник напряжения, который подключен к каждой вторичной обмотке и характеризуется электродвижущей силой

$$e'_g = (n_2/n_1)e_g = ne_g = nE_g \cos\omega t$$

и внутренним сопротивлением

$$R'_g = (n_2/n_1)^2 R_g = n^2 R_g ,$$

таким образом,

$$I_0/2 = n\left[E_g / \pi\left(n^2 R_g + r_d\right)\right]\left(\sin\theta_0 = \theta_0 \cos\theta_0\right) \qquad (6.12)$$

$$\cos\theta_0 = \left(\overline{V_0} + V_S\right)/nE_g ,$$

где θ_0 – угол отсечки каждого из диодов. Кроме того,

$$R_0 = \left[\left(n^2 R_g + r_d\right)\pi\right]/\left(2\theta_0\right),\ E_0 = \left[\left(nE_g \sin\theta_0\right)/\theta_0\right] - V_S. \qquad (6.13)$$

В схеме *мостового выпрямителя* используются четыре диода (рис. 6.7). С точки зрения вторичной обмотки, источник напряжения состоит из генератора электродвижущей силы

$$e'_g = (n_2/n_1)e_g = nE_g \cos\omega t$$

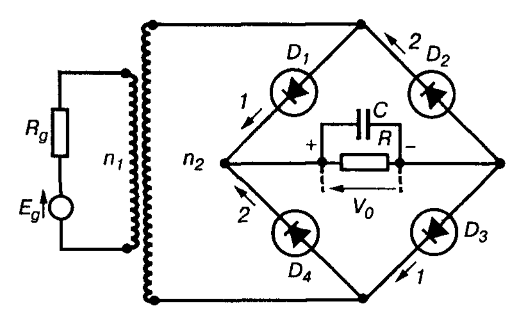


Рис. 6.7. Мостовая схема выпрямителя (схема Герца)

и внутреннего сопротивления

$$R'_g = n^2 R_g.$$

Во время положительного полупериода (1) входного напряжения e'_g (рис. 6.8) диоды D_1 и D_3 находятся в открытом состоянии, два других при этом заперты.

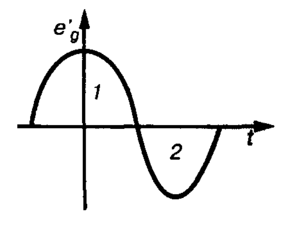


Рис. 6.8. Переменное напряжение на выпрямителе

Во время отрицательного полупериода (2) диоды D_2 и D_4 открыты, а D_1 и D_3, наоборот, закрыты.

Другими словами, как и в предыдущей схеме, диоды работают поочередно.

6.1.5. Перегрузка по току и обратному напряжению

В различных выпрямительных схемах диод открыт в течение короткого периода*, поэтому сила тока, проходящего через него в это время, должна быть значительно выше силы среднего тока, передаваемого в нагрузку. Следовательно, максимальный ток I_M, проходящий через диод, может достигать опасных значений. В случае однополупериодного выпрямления

$$I = [E_g/(R_g + r_d)](\cos\omega t - \cos\theta_0),$$

* Диод находится в открытом состоянии, когда потенциал на его аноде больше катодного на величину порогового напряжения (около 0,6 В для кремниевых диодов), но чем больше емкость фильтрующего конденсатора и чем меньше ток нагрузки, тем медленнее снижается выходное напряжение и тем меньше значение t_0 на рис. 6 5. – *Прим ред.*

таким образом,

$$I_M = [E_g/(R_g + r_d)](1 - \cos\theta_0),$$

$$I_M = [I_0\pi(1 - \cos\theta_0)]/(\sin\theta_0 - \theta_0\cos\theta_0). \qquad (6.14)$$

В момент включения входного источника напряжение V_0 на выходе близко к нулю, и начальный ток нагрузки может достигать

$$I_M = (E_g - V_S)/(R_g + r_d).$$

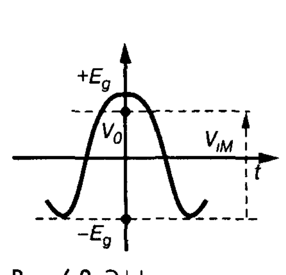


Рис. 6.9. Эффективное и максимальное напряжения на диоде

Максимальное обратное напряжение, выдерживаемое диодом при однополупериодном выпрямлении

$$|e_g|_{max} + \overline{V_0},$$

то есть $V_{iM} = E_g + \overline{V_0}$ (рис. 6.9).

Примем, что $V_{iM} = 2E_g$.

В двухполупериодной схеме максимальное обратное напряжение $V_{iM} = 2E_g$. В мостовой схеме на четырех *диодах* максимальное напряжение

$$V_{iM} = E_g.$$

В табл. 6.1 представлены основные результаты.

Таблица 6.1. Предельные параметры для различных схем выпрямителей

Схема	Средний ток через каждый диод	Максимальное обратное напряжение
Однополупериодная	I_0	$2E_g$
Двухполупериодная	$I_0/2$	$2E_g$
Мостовая	$I_0/2$	E_g

6.2. Пороговые устройства

6.2.1. Диодные логические схемы

Логические состояния

В цифровой технике обычно используется *ключевой режим* работы элементов, когда (если пренебречь переходными процессами) рассматриваются только два возможных состояния устройств (закрытое и открытое) и два значения соответствующего напряжения или тока: максимальное V_H (высокий уровень, high) и минимальное V_L (низкий уровень, low). Этим двум состояниям ставятся в соответствие значения логической переменной: 0 или 1.

Для большинства логических схем

$V_L = 0 \pm 1$ В, $V_H = 4 \pm 1$ В.

В так называемой *положительной логике** уровню $V = V_L$ ставится в соответствие логическое значение 0, а уровню $V = V_H$ – значение 1.

С помощью диодов можно осуществить две основные логические операции: И, ИЛИ.

Если A и B – две входные переменные, а S – выходная переменная, то для операции И по определению: S = AB = 1, если обе переменные A и B равны 1, и S = 0 в любом другом случае. Для операции ИЛИ: S = A + +B = 1, если хотя бы одна из переменных A или B равна 1, и S = 0, если обе переменные равны 0.

Логическая схема И

На рис. 6.10 представлена схема с двумя входами и одним выходом, выполняющая логическую операцию И. A, B и S являются логическими (двоичными) переменными, соответствующими значениям напряжений V_a, V_b и V_0. Можно составить таблицу истинности (табл. 6.2).

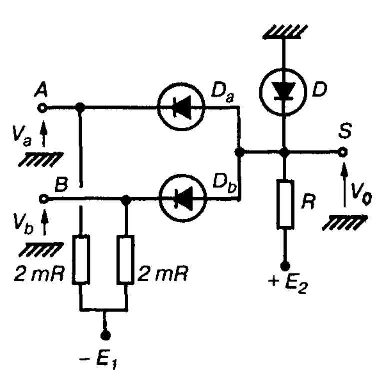


Рис. 6.10. Схема логического умножения (схема И)

Таблица 6.2. Таблица истинности схемы И

Состояние на входе		Состояние диодов	Выход S
A	B		
0	0	D_a и D_b открыты	0
0	1	Один из диодов открыт	0
1	0	Один из диодов открыт	0
1	1	D_a и D_b заперты	1

* Возможно и обратное соглашение (так называемая отрицательная логика). уровню V_L ставится в соответствие логическое значение 1, а уровню V_H – значение 0. – *Прим. ред*

Если V_S – пороговое напряжение диодов D_a и D_b, то на выходе:

- $S = 0$, $V_0 = V_a + V_S$ или $V_b + V_S$, где $V_a = V_b = V_L$;
- $S = 1$, $V_0 = E_2$, где $E_2 = V_H$.

Если на обоих входах A и B поддерживается напряжение логического нуля, то на выходе: $S = 0$.

В этом случае

$$V_0 = [mE_2 - (E_1 - V_S)]/(1+m),$$

где действие диода D не учитывается, тогда

$$V_0 = 0 \Rightarrow mE_2 = E_1 - V_S.$$

Напряжение E_1 выбирается таким образом, чтобы

$E_1 > V_S + m\,E_2$, где $E_2 \approx V_H$.

Благодаря диоду D выходное напряжение V_0 удовлетворяет условию

$V_0 > -V_S$.

Логическая схема ИЛИ

На рис 6.11 представлена логическая схема ИЛИ с двумя входами и одним выходом

В табл. 6.3 приведена таблица истинности.

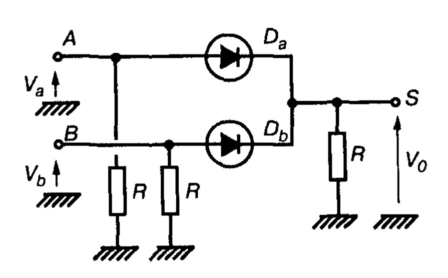


Рис. 6.11. Схема логического сложения (схема ИЛИ)

Таблица 6.3. Таблица истинности схемы ИЛИ

Состояние на входах		Состояние диодов	Состояние на выходе S	Выходное напряжение
A	**B**			
0	0	D_a и D_b заперты	0	$V_0 = 0$
0	1	Один из диодов открыт	1	$V_0 = V_H - V_S$, $V_b = V_H$
1	0	Один из диодов открыт	1	$V_0 = V_H - V_S$, $V_a = V_H$
1	1	D_a и D_b проводят	1	$V_0 = V_H - V_S$

Если оба входа A и B имеют потенциал логического нуля, то на выходе получим S = 0, так как оба диода заперты.

Диодная матрица

Диодная матрица, представленная на рис. 6.12, позволяет получить три выходные переменные S_1, S_2 и S_3, то есть три логические функции, определяемые тремя входными переменными A, B и C, в соответствии с таблицей истинности (табл. 6.4).

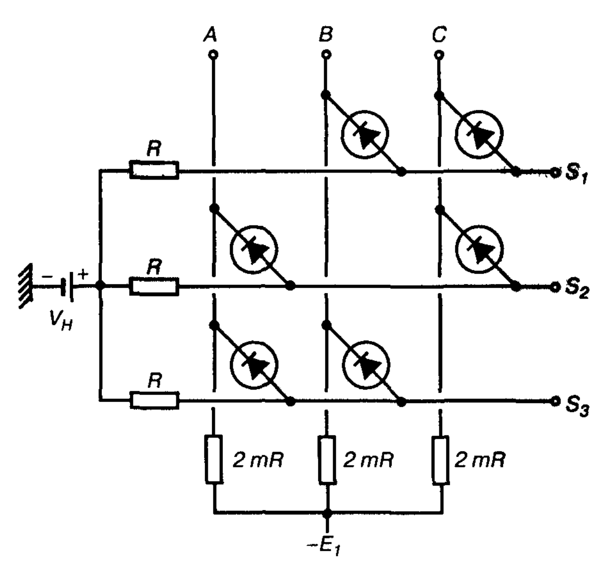


Рис. 6.12. Диодная матрица

Таблица 6.4. Таблица истинности диодной матрицы

Входные переменные			Выходные переменные		
A	B	C	S_1	S_2	S_3
0	1	1	1	0	0
1	0	1	0	1	0
1	1	0	0	0	1

Диодная матрица на рис. 6.12 описывается логическими уравнениями S_1 = B C, S_2 = A C, S_3 = A B.

Здесь использовались диодные схемы И. Аналогично можно построить диодную матрицу на n-входах и p-выходах на основе схемы ИЛИ.

6.2.2. Диодные ограничители

Односторонние ограничители

В схемах, представленных на рис. 6.13, 6.15, 6.17, используются либо обычные диоды, либо стабилитроны. Идеализированные характеристики показаны на рис. 6.14, 6.16, 6.18.

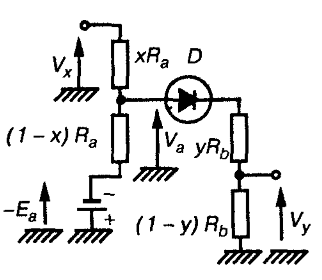


Рис. 6.13. Схема ограничения снизу

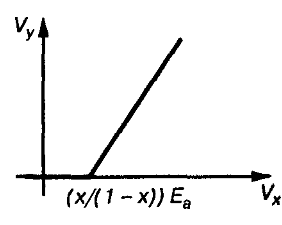


Рис. 6.14. Вольт-амперная характеристика – ограничение снизу

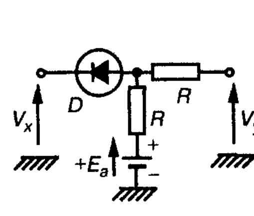


Рис. 6.15. Схема ограничения сверху

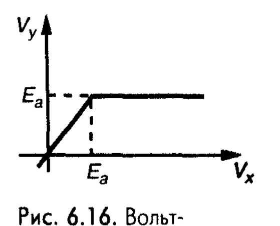


Рис. 6.16. Вольт-амперная характеристика – ограничение сверху

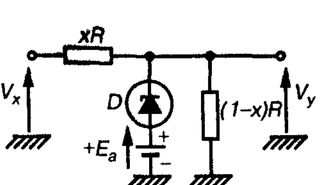


Рис. 6.17. Схема двустороннего ограничения

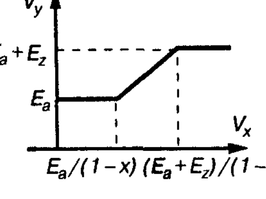


Рис. 6.18. Вольт-амперная характеристика – двустороннее ограничение

В табл. 6.5 приведены выражения для $V_y = f(V_x)$, полученные для идеальных диодов, то есть считается, что пороговое напряжение V_S и динамические сопротивления r_d и r_z в прямом включении равны нулю.

Таблица 6.5. Параметры ограничителей на одном диоде

Схема	Выражения
Рис. 6.13	$V_a < 0 \Rightarrow V_x < xE_a / (1 - x)$
График: рис. 6.14	$V_y = 0$
$V_a < 0$, диод D заперт	$V_a = 0 \Rightarrow V_x = xE_a / (1 - x)$
$V_a = 0$, предельный случай	$V_a > 0 \Rightarrow V_x > xE_a / (1 - x)$
$V_a > 0$, диод D открыт	$V_y = \dfrac{(1-y)\left[(1-x)V_x - xE_a\right]}{1 + x(1-x)(R_a / R_b)}$

Таблица 6.5. Параметры ограничителей на одном диоде (окончание)

Схема	Выражения
Рис. 6.15 График: 6.16 $V_x < E_a$, диод D открыт $V_x \geqslant E_a$, диод D заперт	$V_x < E_a$, $V_y = V_x$ $V_x \geqslant E_a$, $V_y = E_a$
Рис. 6.17 График: рис. 6.18 $V_x (1 - x) < E_a$, стабилитрон D проводит в прямом направлении $E_a < V_x (1 - x) < E_a + E_z$, D заперт $V_x (1 - x) > E_a + E_z$, стабилитрон D проводит в обратном направлении	$V_y = E_a$ $V_y = (1 - x)V_x$ $V_y = E_a + E_z$

Двусторонние ограничители

В схемах, представленных на рис. 6.19 и 6.21, используются два обычных диода или два стабилитрона. Идеализированные характеристики приведены на рис. 6.20 и 6.22.

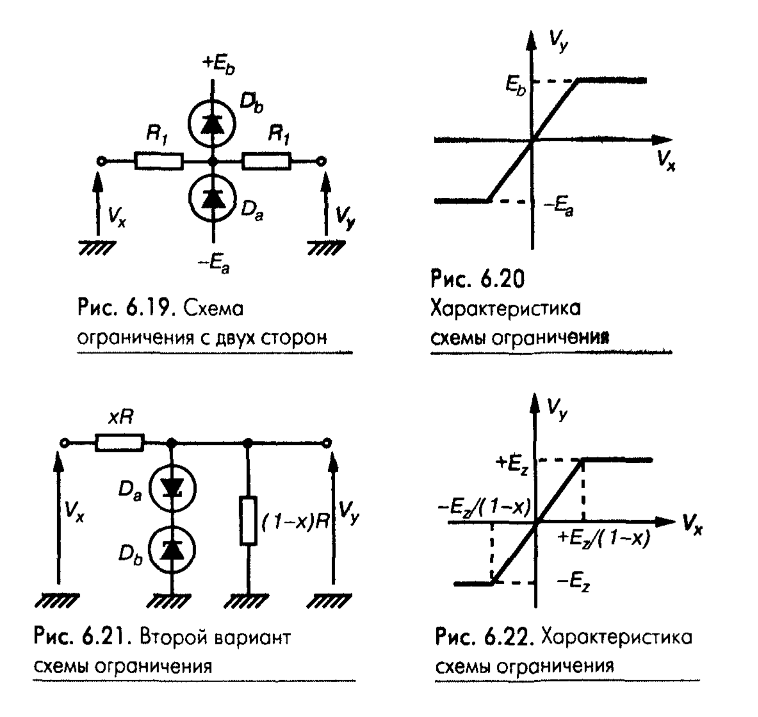


Рис. 6.19. Схема ограничения с двух сторон

Рис. 6.20 Характеристика схемы ограничения

Рис. 6.21. Второй вариант схемы ограничения

Рис. 6.22. Характеристика схемы ограничения

Для схемы на рис. 6.19, предполагая, как и ранее, идеальность диодов, имеем

- $-E_a < V_x < +E_b$, $V_y = V_x$;
- $V_x < -E_a$, $V_y = -E_a$;
- $V_x > +E_b$, $V_y = +E_b$.

Для схемы на двух стабилитронах (рис. 6.21), получим:

- $-E_z < (1 - x)\,V_x < +E_z$, $V_y = (1 - x)\,V_x$;
- $V_x < -E_z/(1 - x)$, $V_y = -E_z$; при $V_x > E_z/(1 - x)$, $V_y = E_z$.

6.2.3. Нелинейные ограничители

Двухдиодная схема

Два идентичных диода, включенных встречно-параллельно, как показано на рис. 6.23, питаются от одного идеального источника тока.

Имеем

$$I_1 = I_S[\exp(V/E_T)-1],\ I_2 = I_S[1-\exp(-V/E_T)]$$
$$I = I_1 + I_2 = I_S[\exp(V/E_T)-\exp(-V/E_T)],$$

то есть

$$I = 2I_S \operatorname{sh}(V/E_T).$$

Рис. 6 23. Нелинейный закон ограничения

Для выходного напряжения V двухдиодная схема имеет дифференциальную проводимость

$$g = dI/dV = (2I_S/E_T)\operatorname{ch}(V/E_T), \qquad (6.15)$$

где ch – гиперболический косинус.

Переменная проводимость

Рассмотрим цепь из n идентичных диодов, включенных последовательно и питающихся от идеального источника тока (рис. 6.24).

Для каждого из диодов

$I = I_S \exp(V/E_T)$ или $V = E_T \ln(I/I_S)$.

Каждый диод имеет динамическое сопротивление $dV/dI = E_T/I$, а динамическое сопротивление n последовательно соединенных диодов выражается следующей формулой:

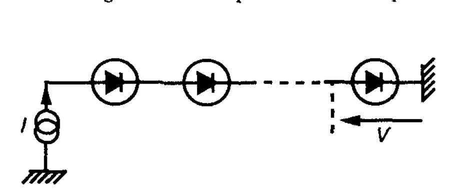


Рис. 6.24. Переменная проводимость

$$R = (nE_T)/I. \qquad (6.16)$$

Умножитель напряжения

Схемы, приведенные на рис. 6.25 и 6.26, представляют собой базу для схем умножителей напряжения. Они позволяют получить выходные сигналы, показанные на рис. 6.27 и 6.28, где в установившемся режиме $e_g = E_g \cos\omega t$.

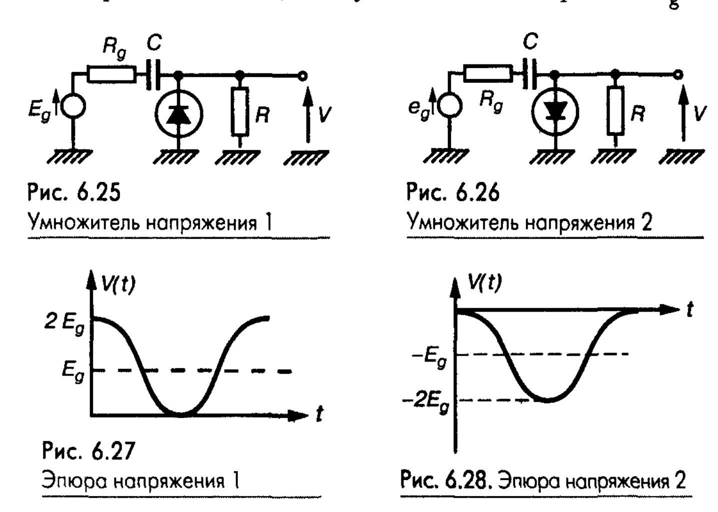


Рис. 6.25
Умножитель напряжения 1

Рис. 6.26
Умножитель напряжения 2

Рис. 6.27
Эпюра напряжения 1

Рис. 6.28. Эпюра напряжения 2

Показанные сигналы V(t) могут быть получены только если $R/R_g \gg 1$.

Кроме того, считают, что постоянная составляющая равна $+E_g$ (первый случай, рис. 6.27) или $-E_g$ (второй случай, рис. 6.28).

На рис. 6.29 приведена схема *удвоителя напряжения*.

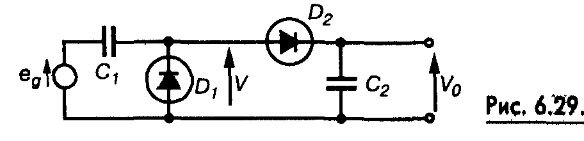


Рис. 6.29. Удвоитель напряжения

Если $e_g = E_g \cos\omega t$, то

$$V = E_g \cos\omega t + E_g, \; V_0 = 2E_g.$$

На рис. 6.30 показана схема **умножителя в 4 раза.**

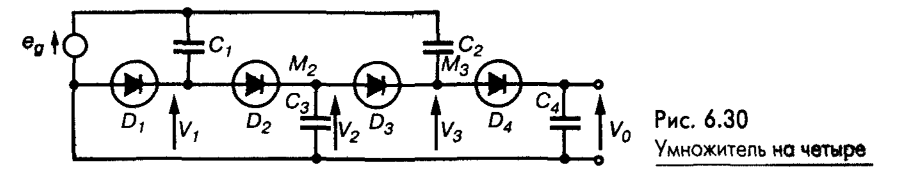


Рис. 6.30
Умножитель на четыре

Предполагая идеальность диодов D_1, D_2, D_3 и D_4, получим:

$V_1 = E_g + E_g \cos\omega t$, $V_2 = 2E_g$,

в точке M_3 схемы $V_3 = 2E_g + (E_g \cos\omega t + E_g)$

и, наконец, на выходе $V_0 = 4\ E_g$.

Аналогично получаются умножители большего порядка.

6.3. Схемы стабилизаторов и их применение в термометрии

6.3.1. Простые стабилизаторы

Схема стабилизатора, представленная на рис. 6.31, может быть заменена эквивалентной схемой (рис. 6.32).

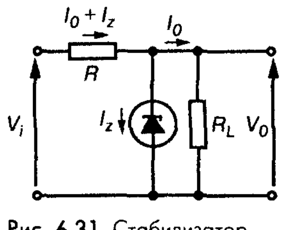


Рис. 6.31. Стабилизатор напряжения

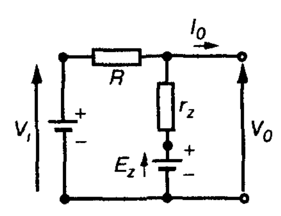


Рис. 6.32. Эквивалентная схема стабилизатора

Имеем

$V_0 = E_0 - R_0\ I_0$,

где $E_0 = (V_i r_z + E_z R)/(r_z + R)$, $R_0 = r_z R/(r_z + R)$

в режиме стабилизации.

Стабилитрон представляет собой динамическое сопротивление, достаточно малое при $I_z > I_{zm}$, с другой стороны, для того чтобы предотвратить тепловой пробой, необходимо, чтобы $I_z < I_{zM}$.

Следовательно, должно выполняться неравенство $I_{zm} < I_z < I_{zM}$, соответственно,

$$I_{zm} < (V_i - E_z)/R - I_0 < I_{zM}. \qquad (6.17)$$

Область *стабилизации* определяется в системе координат (V_i, I_0) следующими границами:

- прямой D_m, уравнение которой $(V_i - E_z)/R - I_0 = I_{zm}$;
- прямой D_M, уравнение которой $(V_i - E_z)/R - I_0 = I_{zM}$;

- прямыми $I_0 = I_{0m}$, $I_0 = I_{0M}$, где I_{0m} и I_{0M} – минимальная и максимальная величины тока I_0.

Как показано на рис. 6.33, область стабилизации определяется параллелограммом ABCD.

Внутри определенной таким образом области изменение выходного напряжения задается системой

$$\begin{cases} \Delta V_0 = F_0 \Delta V_i - R_0 \Delta I_0 \\ F_0 = r_z/(r_z + R), \end{cases} \qquad (6.18)$$

где F_0 – коэффициент стабилизации.

Коэффициент стабилизации при постоянном токе нагрузки I_0

$$\Delta V_0/V_0 = (F_0 \Delta V_i)/V_0 \approx (F_0/E_z)\Delta V_i,$$

а при постоянном входном напряжении V_i

$$\Delta V_0/V_0 \approx (-R_0/E_z)\Delta I_0.$$

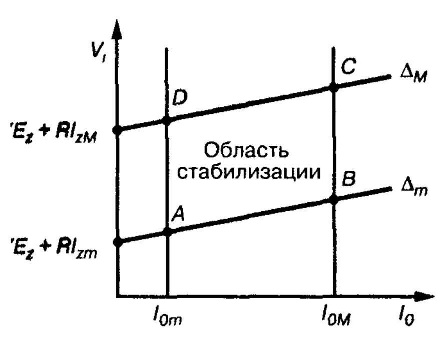


Рис. 6.33. Область стабилизации

6.3.2. Стабилизатор с температурной компенсацией

Известно, что напряжение стабилизации (V_z или E_z) изменяется в зависимости от температуры. В частности, это справедливо для диодов с $V_z \in [6, 7]$ В. Для них

$\alpha_{Vz} = (1/V_z)\,(dV_z/dT)$,

близко к $+4 \times 10^{-4}$ °C.

Используя кремниевые плоскостные диоды, у которых, как известно, напряжение стабилизации V_d уменьшается на 2 мВ при увеличении температуры на каждый градус, можно получить стабильные опорные схемы. На рис. 6.34 приведен пример термостабильной схемы.

Будем считать, что $I_0 \ll I_z$ (в большинстве случаев достаточно $I_0 < 0{,}1\,I_z$).

Тогда получим

$$I_0 = (V_z - 2V_d)/R_2, \quad V_r = V_d + xR_2 I_0,$$

следовательно,

$$V_r = xV_z + (1 - 2x)V_d \qquad (6.19)$$

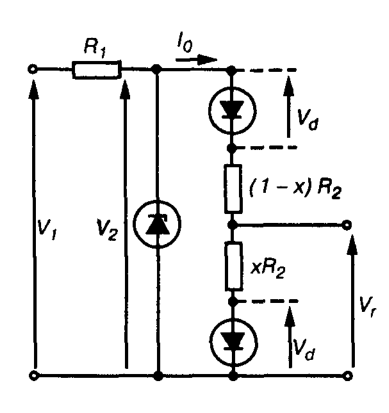


Рис. 6.34. Термокомпенсация стабилизатора напряжения

Значение x выбирают таким образом, чтобы

$$\Delta V_r = x\Delta V_z + (1-2x)\Delta V_d = 0. \quad (6.20)$$

Пример:

ΔT = 1 °C, V_z = 6,2 В, V_d = 0,8 В,

$\Delta V_z = +24\times10^{-4}$ $\Delta V_d = -2\times10^{-4}$ В,

$2{,}4\times10^{-3}\,x + (1-2x)(-2\times10^{-3}) = 0$,

то есть

$x = 10/32$, $V_r \approx 2{,}24$ В.

6.3.3. Температурный датчик

Можно использовать схему с одним диодом, как показано на рис. 6.35, или, что предпочтительно, мостовую схему, представленную на рис. 6.36. Диоды D_1 и D_2 имеют температуру T_1 и T_2 соответственно, одна из которых может быть опорной, а другая – измеряемой.

$$V_{d1} = V_{d0}[1 + C_D(T_1 - T_0)],\ V_{d2} = V_{d0}[1 + C_D(T_2 - T_0)], \quad (6.21)$$

$$V = V_{d1} - V_{d2} = V_{d0}C_D(T_1 - T_2).$$

Точность измерения можно оценить, если учесть:

- относительные погрешности ε_1 и ε_2 величины V_{d0} при опорной температуре;
- погрешности ΔC_{D1} и ΔC_{D2} температурных коэффициентов сопротивления.

$$V_{d1} = V_{d0}(1+\varepsilon_1)[1 + (C_D + \Delta C_{D1})(T_1 - T_0)]$$

$$V_{d2} = V_{d0}(1+\varepsilon_2)[1 + (C_D + \Delta C_{D2})(T_2 - T_0)]$$

$$V = V_{d1} - V_{d2} = V_{d0}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_{d1} - \varepsilon_{d2}) + V_{d0}C_D(T_1 - T_2), \quad (6.22)$$

где $\varepsilon_{d1} = (T_1 - T_0)[(1+\varepsilon_1)\Delta C_{D1} + \varepsilon_1 C_D]$

$\varepsilon_{d2} = (T_2 - T_0)[(1+\varepsilon_2)\Delta C_{D2} + \varepsilon_2 C_D]$.

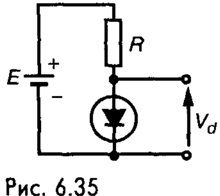


Рис. 6.35 Температурный датчик на диоде

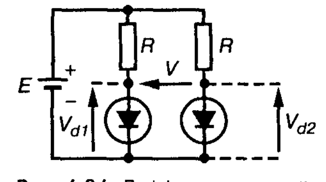


Рис. 6.36. Дифференциальный датчик температуры

6.4. Детектирование и сглаживание сигнала

6.4.1. Диодные детекторы

Детектор (рис. 6.37) представляет собой схему, состоящую из генератора входного сигнала e_g, внутреннего сопротивления R_g диода D и резистивно-емкостной цепочки C, R_L.

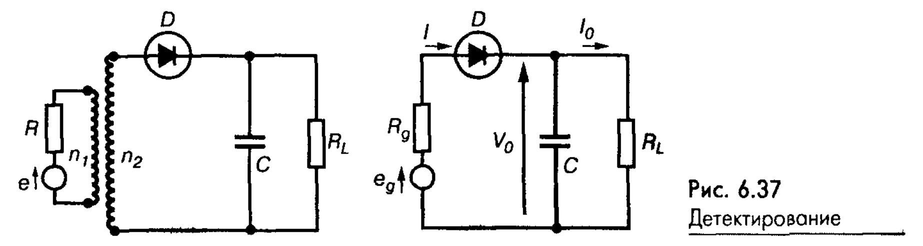


Рис. 6.37
Детектирование

Имеем

$$e_g = (n_2/n_1)e = ne = E_g \cos\omega_p t \quad R_g = n^2 R,$$

затем, применив результаты формулы (6.13) и предположив, что $V_S = 0$, получим

$$\overline{I_0} = [E_g(\sin\theta_0 - \theta_0\cos\theta_0)]/[\pi(R_g + r_g)], \quad \cos\theta_0 = \overline{V_0}/E_g,$$
$$\overline{V_0} = R_L\overline{I_0}, \quad \mathrm{tg}\theta_0 - \theta_0 = [\pi(R_g + r_d)]/R_L. \qquad (6.23)$$

Можно определить амплитуду первой гармоники I_1

$I = I_0 + I_1 \cos\omega_p t + \ldots$.

Из уравнения

$$I_1 = (2/T)\int_{-t_0}^{+t_0} I(t)\cos\omega_p t dt$$

находим

$$I_1 = [E_g(\theta_0 - \cos\theta_0\sin\theta_0)]/[\pi(R_g + r_d)]. \qquad (6.24)$$

6.4.2. Сглаживание

Сопротивление диода для первой гармоники (включая R_g), задается выражением

$R'_{ia} = E_g/I_1$.

Считая, что $R_{ia} + R_g = R'_{ia}$,

находим

$$R_g + R_{1a} = \left[\pi\left(R_g + r_d\right)\right]/\left(\theta_0 - \cos\theta_0 \sin\theta_0\right),$$

то есть

$$R_g + R_{1a} = \left[\left(\mathrm{tg}\theta_0 - \theta_0\right)R_L\right]/\left(\theta_0 - \cos\theta_0 \sin\theta_0\right) \qquad (6\ 25)$$

следовательно,

$$R_{1a} = r_d + \left(\mathrm{tg}\theta_0 - \theta_0\right)R_L\left[1/\left(\theta_0 - \cos\theta_0 \sin\theta_0\right) - \left(1/\pi\right)\right].$$

6.4.3. Выбор постоянной времени

Для амплитудно-модулированного сигнала, задаваемого выражением

$$e_g = E_g\left(1 + m_a \cos\omega_S t\right)\cos\omega_p t,$$

где $\omega_S \ll \omega_p$, ω_S – частота модулирующего сигнала;
ω_p – частота несущей;
m_a – коэффициент модуляции.

Входное сопротивление

$$Z_L = R_L/\left(1 + j\omega C R_L\right)$$

должно выбираться таким образом, чтобы величина Z_L была небольшой при $\omega = \omega_p$ и близкой к R_L при $\omega = \omega_S$, что приводит к

$$1/\omega_p << CR_L << 1/\omega_S. \qquad (6.26)$$

При таких условиях получим

$$V_0(t) = E_g \cos\theta_0 + m_a E_g \cos\theta_0 \cos\omega_S t. \qquad (6.27)$$

ГЛАВА 7. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

7.1. Типы усилителей

7.1.1. Классификация

Классификация по типам коэффициента усиления

Элементарные линейные усилители можно подразделить на четыре типа в соответствии с размерностью коэффициента усиления, который они обеспечивают. Это объясняется тем, что при анализе усилителя нас может интересовать либо ток, либо напряжение на его входе и выходе.

Ниже будут рассматриваться дифференциальные величины. Для идеальных усилителей, представленных в табл 7 1, *входные сопротивления* R_i и *выходные сопротивления* R_0 могут принимать лишь два значения: ноль или бесконечность

Таблица 7 1 Четыре типа усилителей

Условное обозначение	Вход	Выход	Коэффициент усиления
V_i, V_o	Напряжение $(1 / R_i) = 0$	Напряжение $R_0 = 0$	Тип V $A_v = V_0 / V_i$ A_v усиление по напряжению
I_i, I_0	Ток $R_i = 0$	Ток $(1 / R_0) = 0$	Тип I $A_i = I_0 / I_i$ A_i усиление по току

* См раздел 5 1 5 – *Прим ред*

Таблица 7.1. Четыре типа усилителей (окончание)

Условное обозначение	Вход	Выход	Коэффициент усиления
	Напряжение $(1 / R_i) = 0$	Ток $(1 / R_0) = 0$	Тип G $Y_f \approx I_0 / V_i$ Y_f: имеет размерность проводимости
	Ток $R_i = 0$	Напряжение $R_0 = 0$	Тип R $Z_f \approx V_0 / I_i$ Z_f: имеет размерность сопротивления

Если $A_V \approx 1$, $A_I >> 1$, то усилитель называется *повторителем напряжения* (рис. 7.1); если $A_I \approx 1$, $A_V >> 1$, то усилитель называется *повторителем тока* (рис. 7.2).

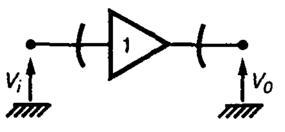


Рис. 7.1. Повторитель напряжения

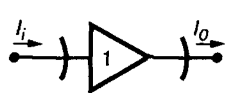


Рис. 7.2. Повторитель тока

Если входное и/или выходное сопротивления (проводимости) не являются идеальными величинами, то в условном обозначении усилителя можно показать их в явном виде. В результате получим четыре базовых типа усилителей (рис. 7.3 – 7.5).

Коэффициент усиления в этом случае удобно определять, пренебрегая сопротивлением нагрузки, то есть считая, что для усилителей типа I или G сопротивление нагрузки* R_L равно нулю, а для типов V и R нулю равна проводимость нагрузки G_L.

В соответствии с этим можно записать

$A_n = V_0 / V_i$, где $G_L = 0$ (проводимость нагрузки равна нулю, то есть режим холостого хода),

$A_i = I_0 / I_i$, где $R_L = 0$ (сопротивление нагрузки равно нулю, то есть короткое замыкание на выходе),

$Y_f = I_0 / V_i$, где $R_L = 0$ (сопротивление нагрузки равно нулю, то есть короткое замыкание на выходе),

$Z_f = V_0 / I_i$, где $G_L = 0$ (проводимость нагрузки равна нулю, то есть режим холостого хода).

* В записи R_L индекс относится к слову *нагрузка* (*load*), а не обозначает индуктивность, как обычно. – *Прим. ред.*

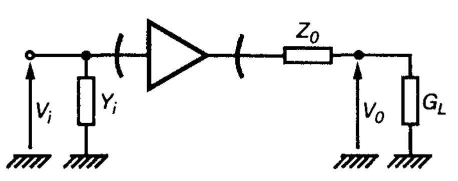


Рис. 7.3. Усилитель базового типа (V)

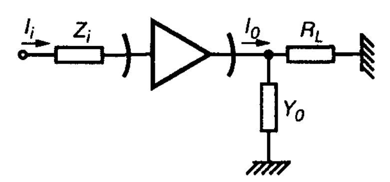


Рис. 7.4. Усилитель базового типа (I)

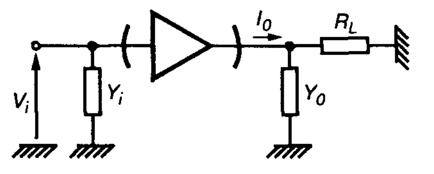


Рис. 7.5. Усилитель базового типа (G)

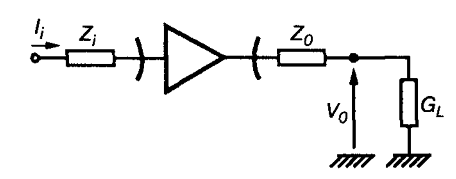


Рис. 7.6. Усилитель базового типа (R)

Если ρ – характерное сопротивление для усилителей рассматриваемой категории, то можно принять следующие критерии для определения степени их «идеальности»:

- для «идеальных» усилителей (входное и выходное сопротивления R не учитываются):
  – сопротивлением R можно пренебречь, если $R \leqslant 0{,}01\ \rho$;
  – проводимостью 1/R можно пренебречь, если $R \geqslant 100\ \rho$;
- для «реальных» усилителей (входное и выходное сопротивления необходимо учитывать):
  – считается, что R мало, если $R \leqslant 0{,}1\ \rho$;
  – считается, что R велико, если $R \geqslant 10\ \rho$.

Обычно принимают ρ = 50 или 600 Ом.

Частотные характеристики

Если схема рассчитана на усиление низкочастотных сигналов, то ее АЧХ и ФЧХ аналогичны характеристикам ФНЧ (см. раздел 3.1.2).

Для усилителя напряжения комплексный коэффициент усиления записывается в следующем виде:

$$\underline{A_v} = A_{v0} \big/ \left(1 + jf/f_c\right), \tag{7.1}$$

где f_c – *частота среза*. Кроме того, определяют следующий параметр: *произведение коэффициента усиления на полосу* усиливаемых частот (от нулевой до частоты среза) $A_{v0}\ f_c$.

Можно заметить, что при $f \gg f_c$,

$A_v \approx A_{v0}\ f_c / j\ f$, в то время как $|A_v\ f| = A_{v0}\ f_c$.

Для усилителя тока комплексный коэффициент усиления $\underline{A_i}$ записывается в следующем виде:

$$\underline{A_i} = A_{i0} / \left(1 + jf/f_c\right). \qquad (7.2)$$

Произведение коэффициента усиления на полосу можно оценить так: $A_{i0}\, f_c = |A_i|\, f$ при $f \gg f_c$.

Для усилителей, имеющих размерный коэффициент усиления, можно записать:

$$\underline{Y_f} = G_f / \left(1 + jf / f_c\right),\ \underline{Z_f} = R_f / \left(1 + jf / f_c\right).$$

Для усилителей базового типа (G) тоже определяют параметр «произведение коэффициента усиления на полосу». Рассмотрим такой усилитель, нагрузкой которого является сопротивление R_L (рис. 7.7).

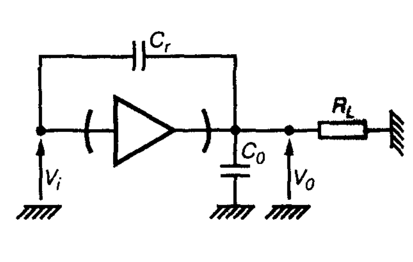


Рис. 7.7. Эквивалентная схема усилителя базового типа (G), учитывающая паразитные емкости

При $\omega\, C_r \ll |Y_f|$ следует учитывать выходную емкость C_0 и проходную емкость C_r

$$\underline{A_v} = V_0 / V_i = Y_f R_L / \left[1 + j\omega R_L \left(C_r + C_0\right)\right].$$

Положим, что Y_f – действительная величина, то есть $Y_f = G_f$, тогда частоту среза можно определить так:

$$f_c = 1 / 2\pi R_L \left(C_r + C_0\right),$$

а произведение коэффициента усиления на полосу:

$$G_f R_L / 2\pi R_L \left(C_r + C_0\right) = G_f / 2\pi \left(C_r + C_0\right). \qquad (7.3)$$

Следовательно, сопротивление R_L более не участвует в определении параметров усилителя. По диапазону усиливаемых частот различают следующие типы усилителей:

- *усилитель постоянного тока* (УПТ) предназначен для усиления постоянной составляющей входного сигнала. Частота среза обычно ниже 100 кГц;
- *усилитель звуковых частот* (УЗЧ) : верхний предел – 100 кГц;
- *усилитель радиочастотных сигналов* (УРЧ): нижний предел – 100 кГц, верхний предел – 100 МГц – 20 ГГц;

- *широкополосный усилитель*: спектр рабочих частот перекрывает, по крайней мере, одну октаву*;
- *селективный (избирательный) усилитель* спроектирован для усиления сигналов определенной (часто перестраиваемой) частоты;
- *усилитель промежуточной частоты* (УПЧ): разновидность селективного усилителя. Обычно состоит из широкополосного усилителя, соединенного с узкополосным фильтром, настроенным на определенную частоту; часто применяется в радиоприемных устройствах, в которых высокая частота входного сигнала перед его обработкой сначала преобразовывается в более низкую.

Обычные значения *промежуточной частоты*:

- для радиоприемников общего назначения:

  $f \in [450, 500]$ кГц,
  $f \in [10, 11]$ МГц;

- для приемных радиолокационных и телекоммуникационных устройств: диапазон частот 10–1 000 МГц, наиболее распространен 30–60 МГц.

Усилители мощности

Усилители мощности характеризуются коэффициентами усиления по мощности (рис. 7.8).

Рис. 7.8. Усилитель мощности

Для комплексных входных и выходных сигналов можно записать:

$$G = P_{0a} / P_{ia},$$

где P_{ia} и P_{0a} – соответственно входное и выходное значения активной мощности, которые вычисляются по формулам:

$$\underline{P_i} = \underline{V_i I_i^*} / 2 = P_{ia} + jP_{ir},$$

$$\underline{P_0} = \underline{V_0 I_0^*} / 2 = P_{0a} + jP_{0r},$$

где P_{ir} и P_{0r} – соответственно входное и выходное значения реактивной мощности.

Коэффициент усиления по мощности G определяется в зависимости от характера нагрузки Z_L: омического, индуктивного или емкостного.

Как было показано выше, частота среза f_c и произведение коэффициента усиления на полосу определяют по формуле

$$G = G_0 / \left[1 + (f / f_c)^2\right] \text{ при } f >> f_c : \left|Gf^2\right| = G_0 f_c^2$$

* То есть отношение верхней частоты к нижней равно двум. – *Прим. ред.*

Рассматриваемые усилители характеризуются величиной максимальной мощности P_M, передаваемой в нагрузку, при заданной предельной частоте f_M. Их можно охарактеризовать коэффициентом добротности $P_M f_M$, который выражается в ваттах на герц и обычные значения которого лежат в диапазоне 10^5–10^9.

Величина коэффициента добротности некоторых полупроводниковых усилителей, используемых при повышенных частотах (100–20 000 МГц), может превышать 10^{10}.

Основные характеристики и параметры усилителей

Ниже представлены только основные показатели, которые часто используются для описания линейного усилителя.

Чтобы правильно собрать и использовать усилитель, рассматривают следующие три категории исходных данных:

- условия питания:
  - природа и величина источников питания;
  - токи, потребляемые усилителем;
- основные параметры:
  - тип и величина коэффициента усиления;
  - частотные характеристики (частота среза, произведение коэффициента усиления на полосу, произведение частоты на мощность);
  - входной и выходной импедансы;
- погрешности и возможные ухудшения характеристик:
  - требуемый уровень точности коэффициента усиления;
  - линейность характеристики;
  - внутренние шумы;
  - предельные величины напряжений и токов.

Современные усилители, например, типа (V), построенные на биполярных или полевых транзисторах, имеют следующие характеристики:

Усилители звуковых частот:

- произведение коэффициента усиления на полосу: 10^7–10^8 Гц;
- входное сопротивление: 10^4–10^7 Ом;
- входная емкость: 15–50 пФ;
- выходное сопротивление: 10–100 Ом.

Усилители радиочастот:

- произведение коэффициента усиления на полосу: $10^8 - 5 \times 10^{11}$ Гц;
- входное сопротивление: 10^2–10^5 Ом;
- входная емкость: 1–20 пФ.

Линейность усилителя. Коэффициент нелинейных искажений

Предполагаемый выше линейный характер усиления является удобной идеализацией, правомерной только в том случае, если амплитуды входных и выходных сигналов остаются достаточно малыми по сравнению с максимально допустимым диапазоном их изменения.

Строго говоря, любое устройство, на вход которого подается идеальный синусоидальный сигнал $V_i = E_i \cos\omega t$, передает на выход не идеальный сигнал $V_0 = \sqrt{2}\, V_1 \cos\omega t$, а сумму колебаний кратных частот (гармоник):

$$V_0(t) = \sqrt{2}\ V_1 \cos\omega t + \sqrt{2}\ V_2 \cos 2\omega t + \ldots + \sqrt{2}\ V_n \cos n\omega t.$$

Если R – это сопротивление нагрузки, то выходная мощность сигнала составляет

$$P_0 = \overline{V}_0^2 / R = \left(V_1^2 + V_2^2 + \ldots + V_n^2\right)/R,$$

а мощность нелинейной составляющей выходного сигнала (то есть всех гармоник, кроме первой) равна

$$P_{NL} = \left(\overline{V}_0^2 - V_1^2\right)\Big/R = \left(V_2^2 + \ldots + V_n^2\right)/R.$$

Для того чтобы оценить нелинейность, следует сравнить P_{NL} и P_0. Принято вводить параметр

$$\sqrt{P_{NL} / P_0} = \sqrt{1 - \left(V_1^2 / \overline{V}_0^2\right)}, \qquad (7.4)$$

который называется коэффициентом нелинейных искажений.

Шумы усилителей

Для учета *внутренних шумов* усилительного каскада на входе его эквивалентной схемы добавляют два источника – шумового тока i_n и шумового напряжения e_n, как показано на рис. 7.9.

Кроме этого, следует учесть шум e_R источника входного сигнала R_g. Три величины $e_n(t)$, $i_n(t)$, $e_R(t)$ являются случайными и не зависят друг от друга (не коррелированы). Удобно характеризовать эти величины через их среднеквадратические значения.

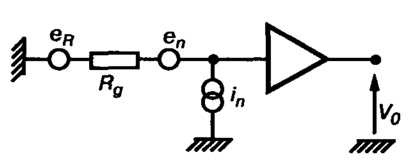


Рис. 7.9. Эквивалентные источники шума на входе усилителя

Если рассматривать рабочую область частот усилителя, исключающую очень низкие и очень высокие частоты, то можно принять, что спектральная плотность мощности шума указанных трех источников является равномерной, то есть не зависит от частоты.

При этом, если рассматриваемая область частот ограничена частотами f_2 и f_1, то можно записать $\bar{i}_n^2 = I_n^2(f_2 - f_1)$,

$\bar{e}_n^2 = E_n^2(f_2 - f_1)$.

С другой стороны,

$$\bar{e}_R^2 = 4kTR_g(f_2 - f_1) = E_R^2(f_2 - f_1).$$

Затем выразим

I_n^2 – измеряется в A^2 / Гц;

E_n^2 и E_R^2 – измеряется в B^2 / Гц.

Три источника e_R, e_n, i_n можно заменить одним эквивалентным источником шумового напряжения

$$e_B = e_R + e_n + R_g i_n,$$

то есть для средних квадратов можно записать

$$E_B^2 = E_R^2 + E_n^2 + R_g^2 I_n^2,$$

или одним источником шумового тока

$$I_B = (e_R + e_n)/R_g + i_n,$$

тогда

$$I_B^2 = E_R^2 / R_g^2 + E_n^2 / R_g^2 + I_n^2.$$

Коэффициент шума определяется по следующей формуле:

$$F = E_B^2 / E_R^2 = 1 + \left[\left(E_n^2 / R_g\right) + I_n^2 R_g\right] / (4kT). \qquad (7.5)$$

Его минимальное значение F_m

$$R_{gm} = \sqrt{E_n / I_n}.$$

Таким образом, обычно коэффициент шума F является функцией сопротивления источника R_g (см. рис. 7.11).

Обычно при температуре 300 K принимают

$4\ kT = 16{,}44 \times 10^{-21}$ (В/Гц).

Величины E_n^2 и I_n^2 лежат в диапазоне:

E_n^2 – 10^{-16}–10^{-14} B^2 / Гц;

I_n^2 – 10^{-24}–10^{-22} A^2 / Гц.

Коэффициент шума F часто выражается в децибелах

F (дБ) = 10 lg F.

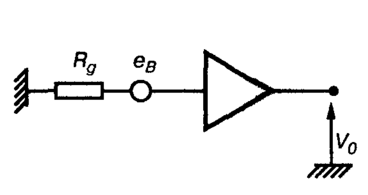


Рис. 7.10. Эквивалентный источник шума

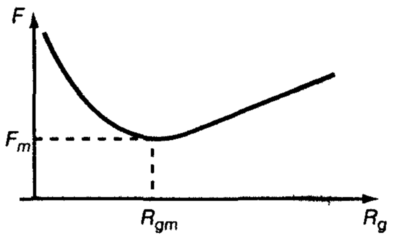


Рис. 7.11 Коэффициент шума

Часто используют формулу

$$E_B^2 = F\,4\,kTR_g. \quad (7\,6)$$

Усилители с низким уровнем искажений и шумов

Обычно перед основным усилительным каскадом стоит предварительный усилитель с низким уровнем шума, а за ним – усилитель с низким уровнем нелинейных искажений. Коэффициент гармоник последнего может варьировать в пределах 0,2–1%.

Что касается предварительных усилителей с низким уровнем шума, то их характеристики могут быть различными, в зависимости от области рассматриваемых частот и ширины полосы пропускания.

В диапазоне 10 кГц – 10 МГц коэффициент шума находится в пределах 2–4 дБ.

При очень низких частотах, например ниже 100 Гц, коэффициент шума может превысить 20 дБ.

На рис. 7.12 показан типичный график зависимости коэффициента шума от частоты f при заданном сопротивлении R_g.

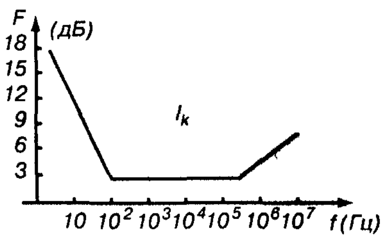


Рис. 7.12. Зависимость коэффициента шума от частоты

7.1.2. Каскадирование усилителей

Последовательное включение усилительных каскадов

Усилительный каскад можно изобразить в виде дуги графа, направленной от входа к выходу. Входной и выходной сигналы могут быть представлены током и/или напряжением. Последовательное соединение каскадов, когда выход первого подключается ко входу второго, изображается двумя последовательно идущими дугами графа.

Для обозначения такого последовательного соединения, например, усилителей типа (V), будем использовать запись (V) (V).

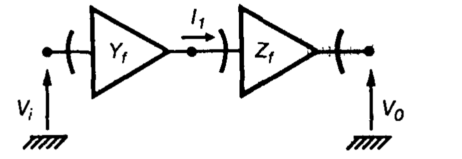
Следующие каскадные соединения являются совместимыми:

(V) (V) ⇒ (V) (рис. 7.13),
(I) (I) ⇒ (I) (рис. 7.14),
(R) (G) ⇒ (I) (рис. 7.15),
(G) (R) ⇒ (V) (рис. 7.16).

Рис. 7.13 Каскадное включение типа (V) (V)

Рис. 7.14 Каскадное включение типа (I) (I)

Рис. 7.15 Каскадное включение типа (R) (G)



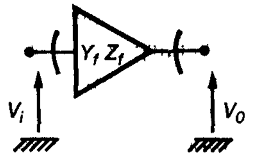


Рис. 7.16 Каскадное включение типа (G) (R)

Параллельное соединение усилительных каскадов

Два усилительных каскада можно соединить параллельно по входу (рис. 7.17) или выходу (рис 7.18).

В первом случае входной сигнал *разветвляется*, так что

$V_1 = V_i$, $V_2 = V_i$, откуда $V_{01} = A_1 V_i$, $V_{02} = A_2 V_i$.

Во втором случае выходные токи складываются:

$I_0 = I_1 + I_2$, откуда $I_0 = Y_{f1} V_1 + Y_{f2} V_2$.

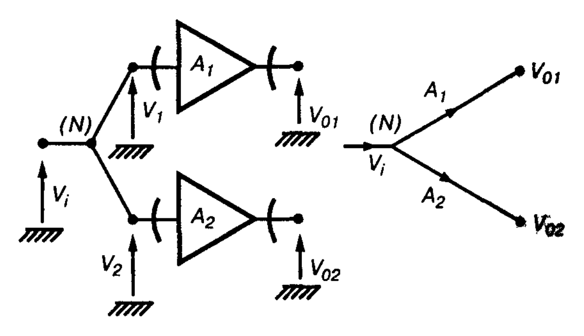


Рис. 7.17. Параллельное включение усилителей типа (V). Разветвление сигнала

N – узел распределения.

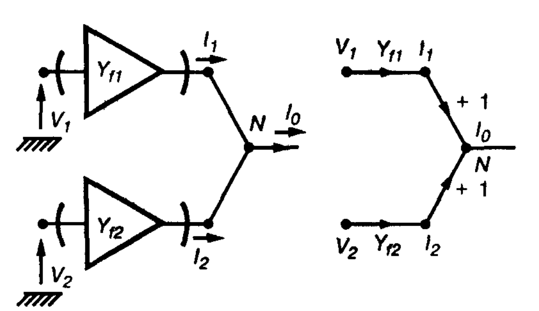


Рис. 7.18. Параллельное включение усилителей типа (I) Сложение выходных сигналов

Составные коэффициенты усиления

Рассмотрим усилители четырех базовых типов.

Будем считать, что нагрузка является идеальной, то есть $Z_L = 0$ для усилителей типа I или G, $Y_L = 0$ для усилителей типа V или R. *Составной коэффициент усиления* можно определить, рассматривая в качестве входной величины напряжение E_g для усилителей типа V или G и силу тока J_g для усилителей типа I или R. Четыре возможных случая представлены на рис. 7.19–7.22.

Получим следующие составные коэффициенты усиления:

- для усилителей типа (V): $A_{vc} = V_0 / E_g = A_v / (1 + Y_i R_g)$;
- для усилителей типа (I): $A_{ic} = I_0 / J_g = A_i / (1 + Z_i G_g)$;
- для усилителей типа (G). $Y_{fc} = I_0 / E_g = Y_f / (1 + Y_i R_g)$;
- для усилителей типа (R): $Z_{fc} = V_0 / J_g = Z_f / (1 + Z_i G_g)$.

Составной коэффициент усиления есть произведение двух коэффициентов, один из которых характеризует ослабление входного сигнала из-за

Рис. 7.19. Составной коэффициент усиления типа V

Рис. 7.20. Составной коэффициент усиления типа I

Рис. 7.21. Составной коэффициент усиления типа G

Рис. 7.22. Составной коэффициент усиления типа R

потерь на внутреннем сопротивлении источника и входном сопротивлении усилительного каскада. Коэффициент этого ослабления определяется по формуле

$$T_{gi} = 1/(1 + Z_iG_g) \text{ или } 1/(1 + Y_iR_g). \quad (7.7)$$

Последовательное соединение реальных усилительных каскадов

Рассмотрим два усилителя типа (V), соединенных последовательно, как показано на рис. 7.23.

Получим

$$V_{i1} = T_{gi}E_g,\ E_{01} = A_1V_{i1},\ \text{где } T_{gi} = 1/(1 + R_gY_{i1}),$$

$$V_{i2} = T_{12}E_{01},\ E_{02} = A_2V_{i2},\ \text{где } T_{12} = 1/(1 + Z_{01}Y_{i2}),$$

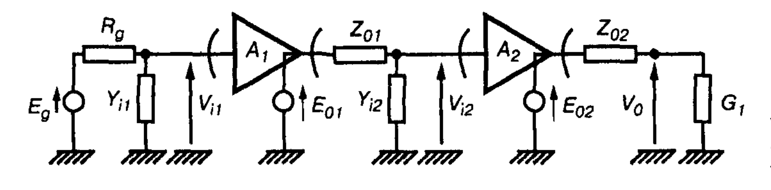


Рис. 7.23. Каскадное включение усилителей типа V

$V_0 = T_{2L}E_{02}$, где $T_{2L} = 1/(1+Z_{02}G_L)$.

Эти соотношения можно представить графиком, показанным на рис. 7.24.

Рис. 7.24. Граф каскадного соединения

Затем получаем

$$A_v = V_0 / E_g = T_{gi}T_{12}T_{2L}A_1A_2. \quad (7.8)$$

Обычно:

- если модуль входного или выходного импеданса невелик, его можно считать активным;
- если модуль импеданса велик, то его можно считать емкостным.

Таким образом, чаще всего можно принять, что

$$Z_{01} = R_{01},\ Z_{02} = R_{02},$$

и напротив,

$$\underline{Y_{i1}} = G_{i1} + j\omega C_{i1},\ \underline{Y_{i2}} = G_{i2} + j\omega C_{i2}.$$

Из чего получаем:

$$T_{gi} = [1/(1+R_gG_{i1})][1/(1+j\omega/\omega_g)],$$

$$T_{12} = [1/(1+R_{01}G_{i2})][1/(1+j\omega/\omega_{12})].$$

Вводят дополнительные частоты среза, **обусловленные соединением каскадов**:

$$\omega_g \approx 1/C_{i1}R_g,\ \omega_{12} \approx 1/C_{i2}R_{01}.$$

Предположим, что частоты среза двух усилителей будут соответственно ω_{c1} и ω_{c2}. Тогда, если A_{v0} – коэффициент усиления на плоском участке АЧХ, то

$$\underline{A_v} = A_{v0} / [(1+j\omega/\omega_g)(1+j\omega/\omega_{12})(1+j\omega/\omega_{c1})(1+j\omega/\omega_{c2})].$$

Асимптотическая АЧХ в логарифмическом масштабе представлена на рис. 7.25.

Как правило, ω_g и ω_{12} меньше, чем ω_{c1} и ω_{c2}.

Поскольку $R_g\ G_{i1} < 0{,}01$, $R_{01}\ G_{i2} < 0{,}01$, то можно записать

$$\varepsilon_{Sg} = R_gG_{i1},\ \varepsilon_{S1} = R_{01}G_{i2},$$

$$\underline{T_{gi}} = (1-\varepsilon_{Sg})/(1+j\omega/\omega_g),$$

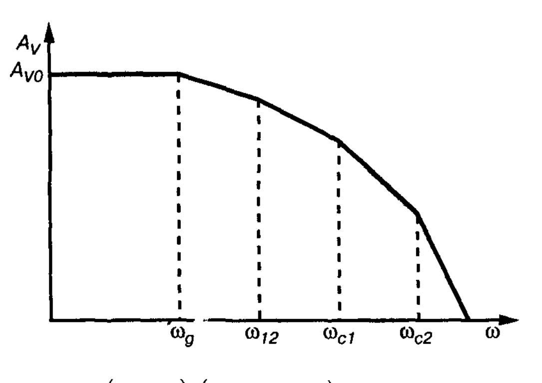


Рис. 7.25. Асимптотическое приближение

$$\underline{T_{12}} = (1-\varepsilon_{S1})/(1+j\omega/\omega_{12}).$$

Также предположив,

$$Z_{02}G_L = R_{02}G_L = \varepsilon_{SL},\ T_{2L} = 1-\varepsilon_{SL},$$

при условии, что ε_1 и ε_2 – относительные погрешности соответственно коэффициентов усиления A_1 и A_2, получим

$$A_{v0} = (1-\varepsilon_{Sg})(1-\varepsilon_{S1})(1-\varepsilon_{SL})(1-\varepsilon_1)(1-\varepsilon_2)A_1A_2$$

или

$$A_{v0} = (1-\varepsilon_S)(1-\varepsilon)A_1A_2, \quad (7.9)$$

где

$\varepsilon_S = \varepsilon_{Sg} + \varepsilon_{S1} + \varepsilon_{SL}$ – погрешность, вызванная упрощением модели;

$\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2$ – погрешность коэффициента усиления.

7.2. Элементарные схемы транзисторных усилителей

7.2.1. Питающие напряжения активного трехполюсника

Выбор рабочей точки

Рабочая точка – это пересечение нагрузочной прямой Δ_c статического режима и нагрузочной прямой Δ_a динамического режима. Описанный ниже подход применим ко всем типам активных трехполюсников: биполярным транзисторам n–p–n и p–n–p, полевым транзисторам с каналами типа n или p и даже вакуумным триодам и пентодам. Для трехполюсника типа n схема обычно имеет вид, представленный на рис. 7.26.

В *статическом режиме*

$$I_k = I_j,\ V_{kj} = E_k - R_{pc}I_k, \quad (7.10)$$

где

$$R_{pc} = R_{k1} + R_{j1} + R_{j2}.$$

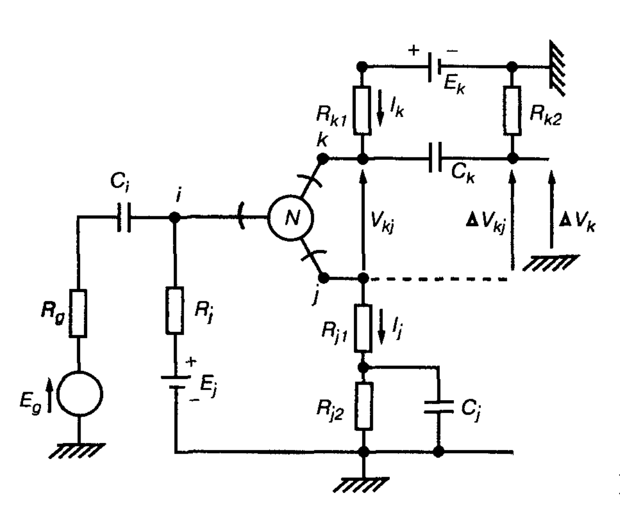


Рис. 7.26. Активный трехполюсник типа n

Типичная прямая Δ_c (для схемы на рис. 7.26) показана на рис. 7.27.

Выбрав рабочую точку M_0 на прямой Δ_c, будем считать, что колебания вблизи M_0 происходят с достаточно большой скоростью так, что импедансы емкостей C_k и C_j пренебрежимо малы. Из этого следует

$$\Delta V_{kj} = -R_{pa}\Delta I_k ,$$

где

$$R_{pa} = R_{k1}R_{k2} / (R_{k1} + R_{k2}) + R_{j1} + \Delta(V_i - V_j) / \Delta I_j .$$

Обозначим через I_0 и V_0 статические значения I_k и V_{jk}, соответствующие выбранной рабочей точке. Теперь рассмотрим мгновенные значения $V_{kj}(t)$ и $I_k(t)$, которые являются результатом наложения двух значений – статического и динамического:

$$V_{kj}(t) - V_0 = -R_{pa}(I_k(t) - I_0), \tag{7.11}$$

где $V_0 = E_k - R_{pc}I_0$, причем $\Delta(V_i - V_j)/\Delta I_j << R_{j1}$

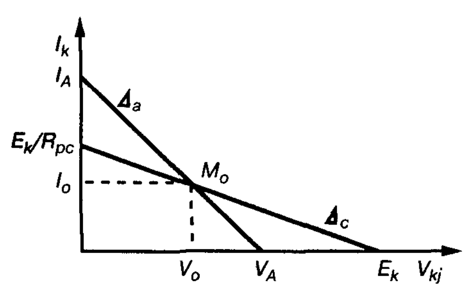


Рис. 7.27. Выбор рабочей точки

Уравнение 7.11 типично для *нагрузочной прямой* в динамическом режиме Δ_a, которая пересекает ось напряжений в точке V_A и ось токов в точке I_A (см. рис. 7.27)

$$I_A = I_0 + V_0 / R_{pa}, \quad V_A = V_0 + R_{pa} I_0. \qquad (7.12)$$

Если рабочая точка M_0 выбрана так, что: $V_0 = \lambda V_A$, где $\lambda \in [0, 1]$ – параметр, то

$$I_0 = [(1-\lambda)E_k]/[(1-\lambda)R_{pc} + \lambda R_{pa}],$$

$$V_0 = \lambda R_{pa} E_k / [(1-\lambda R_{pc} + \lambda R_{pa}],$$

при $\lambda = 0{,}5$ рабочая точка M_0 находится в середине прямой Δ_a

$$I_0 = E_k / (R_{pc} + R_{pa}), \quad V_0 = R_{pa} E_k / (R_{pc} + R_{pa}).$$

На низкой частоте

$$\omega C_j R_{j2} << 1,$$

$$\omega C_k (R_{k1} + R_{k2}) << 1 \Rightarrow \underline{Z_j} = R_{j1} + R_{j2}, \quad \underline{Z_k} = R_{k1}.$$

Напротив, в нормальном *динамическом режиме* имеем

$$\omega C_j R_{j1} R_{j2} / (R_{j1} + R_{j2}) >> 1, \quad \omega C_1 (R_g + R_j) > 10,$$

$$\omega C_k (R_{k1} + R_{k2}) > 10 \Rightarrow \underline{Z_j} = R_{j1}, \quad \underline{Z_k} = R_{k1} R_{k2} / (R_{k1} + R_{k2}).$$

Выбор рабочей точки биполярного транзистора типа n–p–n

Схема, соответствующая статическому режиму, показана на рис. 7.28.

Уравнение нагрузочной прямой Δ_c имеет следующий вид:

$$V_{CE} = E_c - R_{pc} I_c, \quad I_c \approx I_E$$
$$R_{pc} = R_L + R_E. \qquad (7.13)$$

Упрощенный, но широко применяемый метод вычисления заключается в следующем:

1. Задан ток I_C, а значит и $I_E \approx I_C$.
2. Задано сопротивление R_E.
3. Примем, что напряжение база–эмиттер V_{BE} постоянно и известно для выбранного тока I_E.
4. Вычисляем напряжение на базе $V_B = V_{BE} + R_E I_E$.
5. Пренебрегаем величиной базового тока I_B и определяем отношение сопротивлений R_2/R_1 в цепи смещения транзисторов из условия $E_c R_1 / (R_1 + R_2) = V_B$.

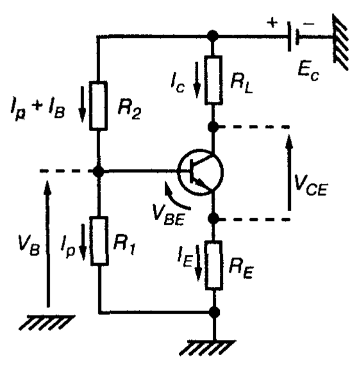


Рис. 7.28. Подключение биполярного транзистора типа n–p–n к питанию

6. Выбираем R_1 + $\mathbf{R_2}$ **так**, чтобы даже в худшем случае иметь: $I_p \gg I_B$, то есть

$$E_c/(R_1 + R_2) > 0{,}1I_E \Rightarrow R_1 + R_2 < 10E_c/I_E.$$

Для более точного расчета введем

$$I_E/I_B \approx I_c/I_B = h_{FE} \text{ или } \beta,$$

$$E_B = R_1E_c/(R_1 + R_2),\ R_B = R_1R_2/(R_1 + R_2).$$

Тогда можно записать

$$I_E = (E_B - V_{BE})/(R_E + R_B/\beta). \qquad \textbf{(7.14)}$$

Выбор рабочей точки биполярного транзистора типа p–n–p

Соответствующая схема приведена на рис. 7.29.

Уравнение нагрузочной прямой Δ_c в статическом режиме имеет следующий вид:

$$V_{EC} = E_c - R_{pc}I_c,\ I_c \approx I_E$$
$$R_{pc} = R_L + R_E \qquad (7.15)$$

Соотношение R_2/R_1 получим из выражения

$$E_cR_1/(R_1 + R_2) = R_EI_E + V_{EB}.$$

При этом током базы пренебрегают.

Выбираем R_1 и R_2 так, чтобы

$$R_1 + R_2 < 10E_c/I_E.$$

Более точный расчет выполняется по формуле

$$I_E = (E_B - V_{EB})/(R_E + R_B/\beta), \qquad (7.16)$$

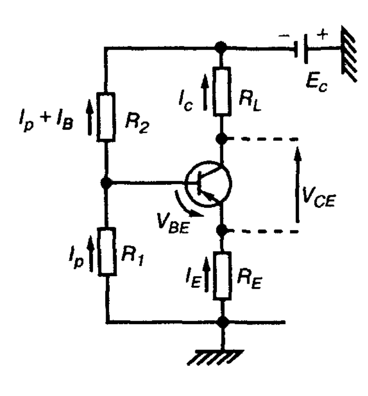


Рис. 7.29. Подключение питания биполярного транзистора типа p–n–p

где

$$E_B = E_c R_1 / (R_1 + R_2);$$
$$R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

Полевой транзистор. Канал типа n

Соответствующая схема показана на рис. 7.30.

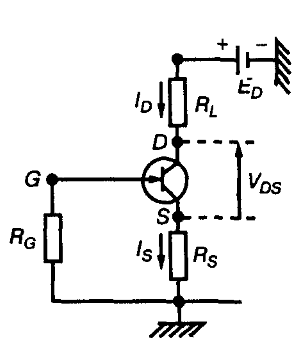


Рис. 7.30. Подключение к питанию полевого плоскостного транзистора с каналом типа n

Уравнение нагрузочной прямой Δ_c в статическом режиме имеет следующий вид:

$$V_{DS} = E_D - R_{pc} I_D,\ I_D = I_S$$
$$R_{pc} = R_L + R_S \qquad (7.17)$$

Сопротивление R_S с учетом выбора величины тока I_S вычисляется следующим образом:

$$I_S = I_{SS}[1 + (V_G - V_S)/V_p]^2,\ V_p > 0$$
$$V_S = R_S I_S, \quad V_G = 0$$
$$V_S / R_S I_{SS} = (1 - V_S / V_p)^2. \qquad (7.18)$$

Полевой транзистор. Канал типа p

Соответствующая схема показана на рис 7.31.

Уравнение нагрузочной прямой Δ_c в статическом режиме имеет такой вид:

$$V_{SD} = E_D - R_{pc} I_D, \qquad R_{pc} = R_L + R_e. \quad (7.19)$$

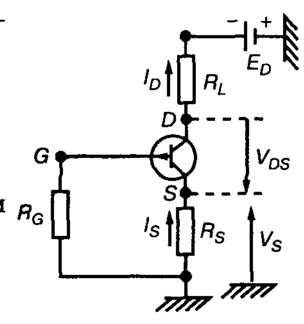


Рис. 7.31. Подключение к питанию полевого плоскостного транзистора с каналом типа p

Сопротивление R_S вычисляется следующим образом:

$$(-V_S)/R_S I_{SS} = (1 + V_S/V_p)^2$$

$$R_S = (-V_S)/I_S \quad (7.20)$$

(при фиксированной величине I_S).

7.2.2. Влияние температуры на параметры усилительного каскада

Температурный дрейф. Биполярный транзистор типа n–p–n

При изменении *температуры перехода* T_j статические параметры транзистора также изменяются. Для маломощных транзисторов, с допустимой рассеиваемой мощностью 150 мВт при температуре окружающей среды 27°C, учитываются только изменения коэффициента усиления по току β и изменение база–эмиттерного напряжения V_{BE}.

Следует начать с определения *составного статического коэффициента усиления* обычной схемы (см. рис. 7.32).

Изменение тока Δi на входе приводит к изменению тока эмиттера $\Delta I_E = \beta_T \Delta i$, где

$$\beta_T = R_B / (R_E + R_B/\beta). \quad (7.21)$$

Часто используется коэффициент стабильности S, достаточно близкий к β_T,

$$S = (R_E + R_B)/(R_E + R_B/\beta).$$

Изменения ΔV_{BE} и Δβ приводят к изменению ΔI_E, которое определяется следующим образом:

$$\Delta I_E = \beta_T \Delta i_T, \quad (7.22)$$

где

$$\Delta i_T = (-\Delta V_{BE})/R_B + I_E \Delta\beta/\beta^2.$$

Из этого следует, что дрейф схемы можно учесть, если ввести на входе (см. рис. 7.33) источник напряжения ($-\Delta V_{BE}$) и источник тока ($I_E - \Delta\beta / \beta^2$).

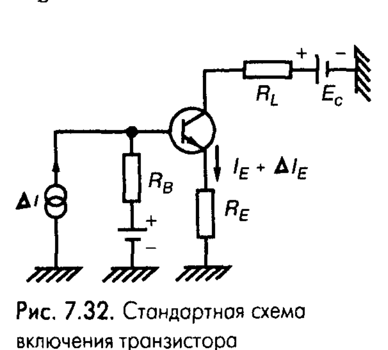


Рис. 7.32. Стандартная схема включения транзистора

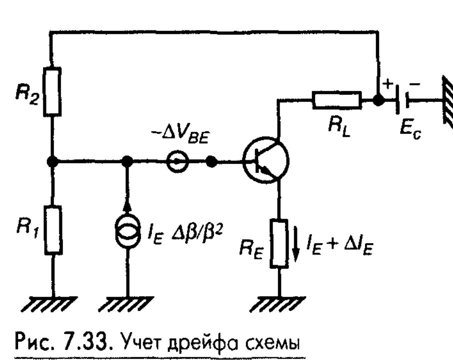


Рис. 7.33. Учет дрейфа схемы

Кремниевые транзисторы обычно имеют следующие характеристики:

ΔV_{BE}: –2 мВ/°С;

$\Delta\beta/\beta$: +0,5 +1%/°С.

Для получения приемлемой стабильности необходимо выполнить условие

$$\beta_T \in [1,\ 10]. \qquad (7.23)$$

По формуле (7.21) получаем

$$R_B / R_E < \beta_T < \beta.$$

Тепловой баланс

Рассмотрим схему, представленную на рис. 7.28.

Рассеиваемая на транзисторе мощность вычисляется следующим образом:

$$P_D = I_c V_{CE} = I_c (E_c - R_{pc} I_c). \qquad (7.24)$$

Типичный график зависимости рассеиваемой мощности P_D от тока I_C представляет собой параболу, показанную на рис. 7.34.

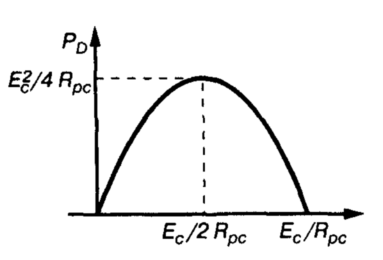


Рис. 7.34. Зависимость рассеиваемой мощности транзистора от тока коллектора

Максимальное значение рассеиваемой мощности P_D равно

$$P_{DM} = E_c^2 / 4R_{pc}.$$

Выше было показано, что

$$\Delta I_c \approx \Delta I_E = \beta_T (di_T / dT_j) \Delta T_j,$$

где

$$\Delta i_T = (di_T / dT_j)\Delta T_j = -\Delta V_{BE} / R_B + I_E \Delta\beta / \beta^2 .$$

С другой стороны,

$$T_j = T_A + R_{th}P_D \Rightarrow \Delta T_j = \Delta T_A + R_{th}\Delta P_D.$$

Из этого следует, что

$$\Delta T_j = \Delta T_A / (1 - K_T). \quad (7.25)$$

K_T – *коэффициент теплового усиления*, который рассчитывается по формуле

$$K_T = \beta_T R_{th}(E_c - 2R_{pc}I_c)(di_T / dT_j); \quad (7.26)$$

$$di_T / dT_j = -\Delta V_{BE} / R_B \Delta T_j + I_E\, d\beta / \beta^2 dT_j . \quad (7.27)$$

Для обеспечения теплового баланса необходимо , чтобы $K_T < 1$.

7.2.3. Схема типа G

Основные формулы для активного трехполюсника

Рассмотрим активный трехполюсник типа n или p в динамическом режиме.

Напомним, что рассматриваемые параметры являются комплексными и учитывают паразитные емкости C_{ik} и C_{ij} (см. рис. 7.35).

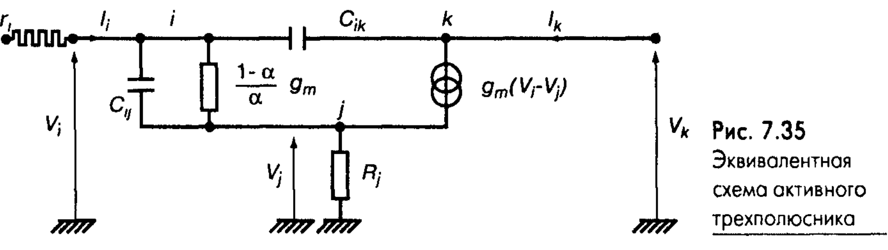


Рис. 7.35 Эквивалентная схема активного трехполюсника

Сопротивление r_i можно учесть при определении коэффициента усиления каскада, если включить его в сопротивление источника. Можно использовать формулу (5.17), приведенную в главе 5.

$$y_m = g_m, \; y_{ik} = j\omega C_{ik}.$$

Заменим схему, представленную на рис. 7.35, эквивалентной, показанной на рис. 7.36, которая более удобна в использовании.

Нагрузкой усилительного каскада служит сопротивление R_L.

Если $\omega C_{ij} R_j \ll 1$, то можно записать

$$C_e \approx C_{ij}\left(1 + R_j \frac{g_m}{\alpha}\right), \; g_f = g_m / \left(1 + R_j \frac{g_m}{\alpha}\right). \quad (7.28)$$

* В противном случае произойдет перегрев и, как следствие, тепловой пробой p–n перехода. – *Прим ред*

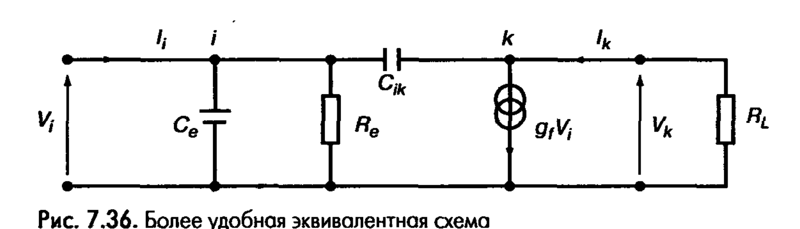


Рис. 7.36. Более удобная эквивалентная схема

Коэффициент усиления по напряжению на низких частотах имеет вид

$$A_{v0} = -g_f R_L = V_k / V_i . \tag{7.29}$$

Активная входная проводимость на низких частотах

$$G_e = [(1-\alpha)/\alpha] g_f \approx (1-\alpha) g_m / (1+R_j g_m) \text{ при } \alpha \approx 1.$$

Полная входная проводимость задается следующим равенством:

$$Y_i = [(1-\alpha)/\alpha] g_f + j\omega C_e + j\omega C_{ik} (1+g_f R_L)/(1+j\omega C_{ik} R_L). \tag{7.30}$$

где C_M и r_M – соответственно емкость и сопротивление Миллера* (рис. 7.37).

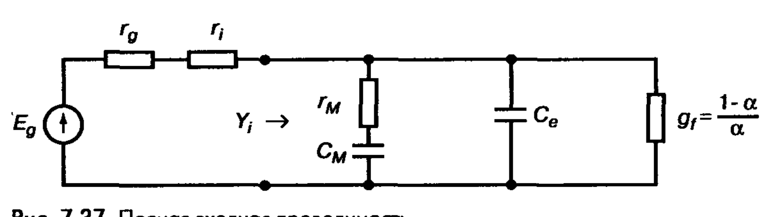


Рис. 7.37. Полная входная проводимость

$$C_M = C_{ik} (1+g_f R_L); \tag{7.31}$$

$$r_M = RL / (1+g_f R_L). \tag{7.32}$$

Применительно к транзисторам:

- для биполярных транзисторов

  $C_{ij} = C_{B\varepsilon} = C_{T\varepsilon} + C_{D\varepsilon}$, $C_{ik} = C_{BC}$, $g_m = E_T / I_E$

  C_{TE} – *емкость перехода*, C_{DE} – *диффузионная емкость*,

  $C_{BE} \in [5, 50]$pF, $C_{BC} \in [1, 3]$pF;

- для полевых транзисторов

  $C_{ij} = C_{GS} \in [1, 5]$pF, $C_{ik} = C_{GD} \in [1, 3]$pF.

* *Эффектом Миллера* называется увеличение эквивалентной емкости перехода база–коллектор, вызванное усилением амплитуды сигнала транзисторным каскадом с общим эмиттером. – *Прим. ред.*

7.2.4. Схемы типа R или схемы с проходным сопротивлением

Режим включения транзистора

Пример построения каскада с использованием биполярного транзистора типа n–p–n показан на рис. 7.38.

Падение напряжения на выводах диода примерно равно падению напряжения на переходе база–эмиттер V_{BE}.

Установив отношение m между током цепи смещения I_p и током коллектора I_c, получим следующее выражение:

Рис. 7.38. Включение биполярного транзистора

$$I_p = mI_E, \qquad (7.33)$$

где $m = R_E / R_B$.

Током базы при этом пренебрегают.

$$I_c = (E_C - V_D)/[R_E + mR + (1+m)R_L]. \qquad (7.34)$$

Уравнение прямой нагрузки Δ_C имеет такой вид:

$$V_{CE} = E_C - R_{pc}I_C, \qquad (7.35)$$

где $R_{pc} = R_E + (1+m)R_L$.

V_{CE} можно определить по формуле

$$V_{CE} = (mRE_C + R_{pc}V_D)/(mR + R_{pc}). \qquad (7.36)$$

Динамический режим

Полученная схема – результат соединения усилителя типа G и резистора обратной связи R, включенного между выходом *к* и входом *i*, как показано на рис. 7.39.

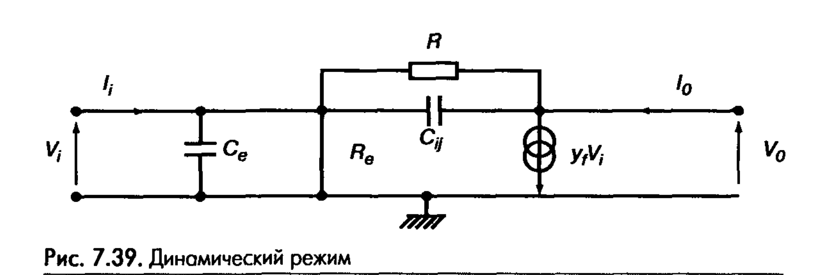


Рис. 7.39. Динамический режим

$$V_0 = -Z_f I_1 + Z_0 I_0,$$

где

$$Z_f \simeq y_f / Y_r (y_f + Y_e),\ Z_0 = (Y_e + Y_r) / Y_r (y_f + Y_e) \qquad (7.37)$$

при

$$Y_r = 1/R + j\omega C_{ij},\ Y_e = 1/R_e + j\omega C_e.$$

На низких частотах $y_f = g_f$, но, поскольку $g_f R_e \gg 1$, $R_e = \alpha / (1 - \alpha)\, g_f$

$$\Rightarrow Z_f \simeq R,\ Z_0 = \frac{1}{g_f}\left(1 + \frac{R}{R_e}\right) \approx \frac{1}{g_f}.$$

Входной импеданс в режиме холостого хода (при нулевом токе нагрузки):

$$Z_1 = R / (1 + g_f R) \approx 1 / g_f.$$

На достаточно высоких частотах Z_f и Z_0 являются комплексными.

Из условий

$$|y_f| >> |Y_r| \text{ и } |y_f| >> |Y_e|$$

следует, что:

$$Z_f = R / (1 + j\omega C_{ij} R); \qquad (7.38)$$

$$Z_0 = \left(1 + \frac{R}{R_e}\right) \frac{1}{y_f} \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}. \qquad (7.39)$$

$$\tau_1 = (C_{ij} + C_e) R R_e / (R + R_e),\ \tau_2 = RC_{ij},$$

$$y_f = g_f / (1 + j\omega / \omega_{cf}).$$

В режиме холостого хода при индуктивном входном импедансе (см. рис. 7.40)

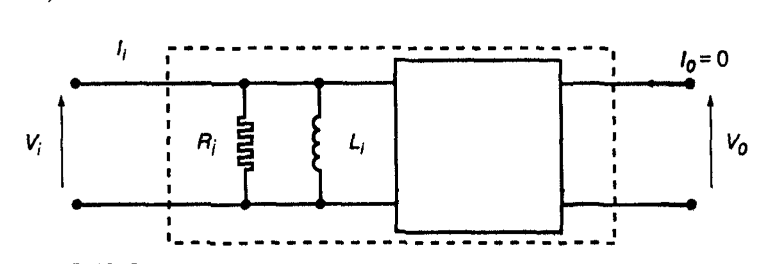


Рис. 7.40. Эквивалентная схема

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{Y_e + Y_f} \approx \frac{1}{g_f}\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{cf}}\right),$$

$R_1 \approx 1/g_f$, $L_1 \approx 1/g_f\omega_{cf}$.

Предельная частота усилителя с проходным импедансом имеет вид:

$$f_c = 1/2\pi RC_{1k} . \qquad (7.40)$$

У биполярного транзистора по порядку величины

$g_f \approx 10\times10^{-3}$ См, $R_0 \approx 100$ Ом, $R_1 \approx 100$ Ом, $f_{cf} \approx 10^9$ Гц $\Rightarrow L_1 \approx 16$ нГн.

7.2.5. Усилители-повторители

Повторители напряжения

В низкочастотном динамическом режиме эквивалентная схема имеет вид, представленный на рис. 7.41.

Как правило, можно принять $y_{1k} \approx 0$, $y_{ij} \approx 0$, $y_m = g_m$.

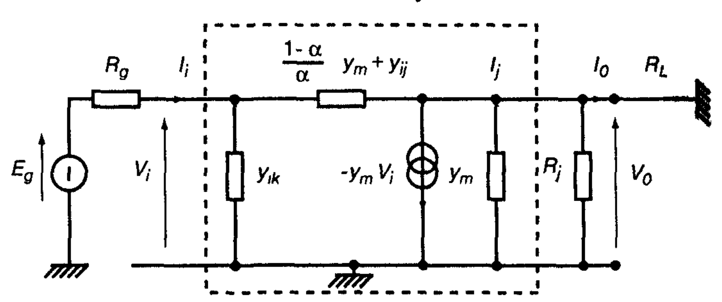


Рис. 7.41. Эквивалентная схема усилителя-повторителя

Резистор R_j соответствует источнику питания. Получаем формулу

$$V_0 = A_v E_g - R_0 I_0, \qquad (7.41)$$

где

$$A_v = R_j / \left[R_j + R_g(1-\alpha) + 1/g_m\right];$$

$$R_0 = \left[R_g(1-\alpha) + 1/g_m\right] / \left[1 + (\alpha/R_j)\left(R_g(1-\alpha) + 1/g_m\right)\right].$$

Входное сопротивление при $I_0 = 0$ имеет следующий вид:

$$Z_i = V_i / I_i = R_j / (1-\alpha) + \alpha / (1-\alpha) g_m . \qquad (7.42)$$

Если $I_0 \neq 0$, то достаточно заменить R_j на $R_jR_L / (R_j + R_L)$.
Эквивалентная схема по выходу представлена на рис. 7.42.
Для полевых транзисторов $\alpha = 1$.
Для биполярных транзисторов $g_m \approx 1/r_E$.

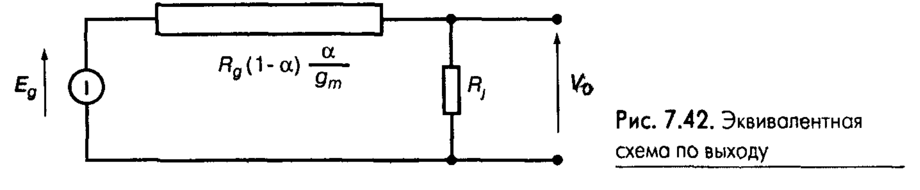


Рис. 7.42. Эквивалентная схема по выходу

Повторитель тока

Используемый вход – это j, а выход – k.

Типовая схема представлена на рис. 7.43, в динамическом режиме она принимает вид, показанный на рис. 7.44.

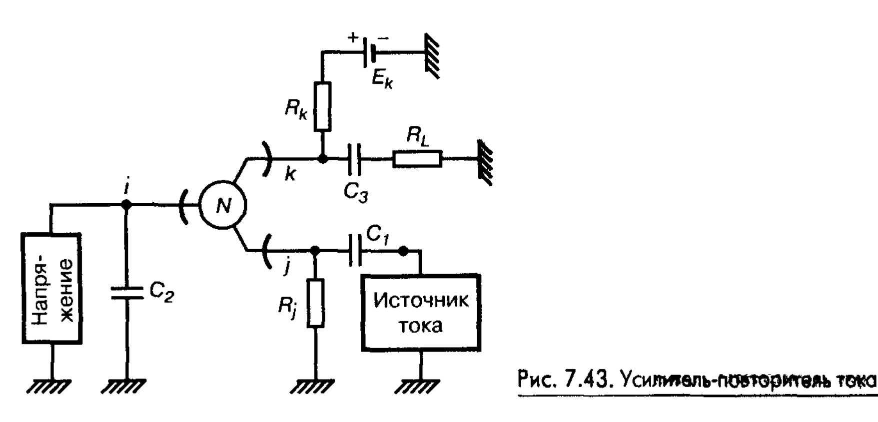


Рис. 7.43. Усилитель-повторитель тока

Для этой схемы получаем следующие уравнения:

$$I_j = (y_m / \alpha + y_{ig})V_j$$
$$I_k = -y_m V_j + y_{ik} V_k, \qquad (7.43)$$

$$I_j = J_g \mathcal{G}_{gi},\ 1/R_g + 1/R_j = 1/R'_g \qquad (7.44)$$

$$\text{и}\ \mathcal{G}_{gi} \simeq \left[R'_g\left(\frac{y_m}{\alpha} + y_{ij}\right)\right] \Big/ \left[1 + R'_g\left(\frac{y_m}{\alpha} + y_{ij}\right)\right]$$

$$V_0(y_{ik} + 1/R_L + 1/R_k) = y_m V_j,\ I_0 = V_0 / R_L, \qquad (7.45)$$

если

$$\left|\frac{y_m}{\alpha}\right| >> y_{ij},\ I_0\left[1+R_L\left(y_{ik}+1/R_k\right)\right] \approx \alpha I_j \approx \alpha \mathscr{G}_{gi} J_g .$$

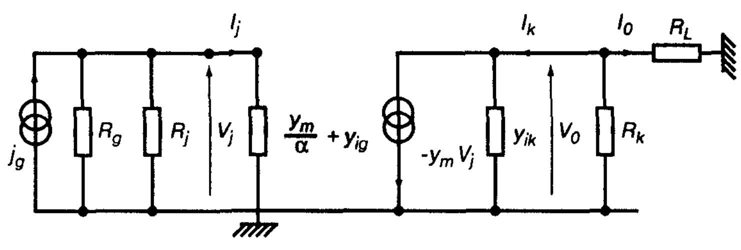


Рис. 7 44. Эквивалентная схема

Это позволяет принять следующий вид эквивалентной по выходу схемы, показанной на рис. 7.45. Чаще всего $\mathscr{G}_{gi} = 1$.

Даже на низких частотах обычно нужно записывать $y_{ik} = y\omega C_{ik}$, где C_{ik} находится в диапазоне 1–5 пФ.

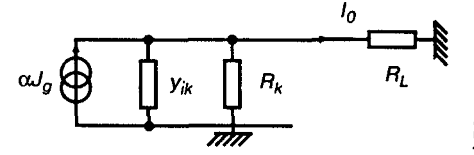


Рис. 7.45. Эквивалентная схема по выходу

7.2.6. Источник тока и активная нагрузка

Распределение тока

Для распределения тока в интегральных микросхемах обычно используют схему, представленную на рис. 7.46.

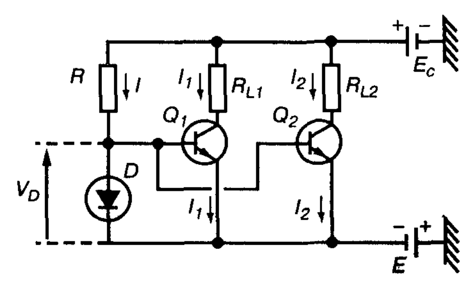


Рис. 7.46. Схема разветвления токов

Диод D и транзисторы Q_1 и Q_2 выполнены на одном кристалле полупроводника, поэтому их характеристики практически идентичны. В этих условиях

$$I = I_S \exp(V_D / E_T),\ I_1 = I_S \exp(V_D / E_T),\ I_2 \approx I_S \exp(V_D / E_T),$$

в результате получаем идеальное распределение тока

$$I_1 = I_2 = I, \tag{7.46}$$

где

$$I = (E_c + E - V_D)/R. \tag{7.47}$$

Источник стабилизированного тока

Схема, не реагирующая на изменения напряжения V_{BE}, показана на рис. 7.47.

С резистором R_1 последовательно располагают n диодов так, чтобы $V_{d1} = nV_d$, где V_d – падение напряжения в проводящем направлении на каждом из диодов:

$$I_p = (E_c - V_{d1})/(R_1 + R_2),\ I = (V_{d1} + R_1 I_p - V_{BE})/R_E.$$

Таким образом, получим

$$I_p = [R_1 E_c + R_2 n V_d - (R_1 + R_2)V_{BE}]/R_E(R_1 + R_2). \tag{7.48}$$

Если

$$R_2 n V_d \approx (R_1 + R_2)V_{BE},\ I = R_1 E_c / R_E(R_1 + R_2).$$

Поскольку $V_{BE} \approx V_d$, то можно записать

$$n = 1 + R_1 / R_2. \tag{7.49}$$

Вместо диодов можно использовать стабилитрон (см. рис. 7.48).

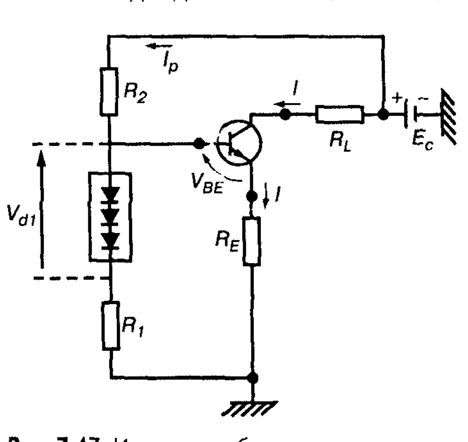


Рис. 7.47. Источник стабилизированного тока

Рис. 7.48. Стабилизированный источник тока на стабилитроне

Используя соотношения $V_z + V_d = V_{BE} + R_E I$; или $V_{BE} \approx V_d$, можно записать

$$I = V_z / R_E. \tag{7.50}$$

Необходимо выбирать стабилитрон с низким температурным коэффициентом, что не всегда легко.

Активная нагрузка

Активную нагрузку можно реализовать с помощью биполярного или полевого транзистора. Рассмотрим трехполюсник типа n, показанный на рис. 7.49.

Исходные уравнения трехполюсника имеют следующий вид:

$$E_i - E_j = (I_j - I)R_i + V_{ij} + R_j I_j,\ V - E_i = (I - \alpha Ij)R + Ri(I - Ij).$$

Тогда выражение для выходного тока I будет выглядеть так:

$$I = V / R_g + (-E_i) / R_g + J_g. \tag{7.51}$$

Предположив, что $R_{jT} = R_j + (1-\alpha)R R_i / (R + R_i)$, получим

$$R_g = (R + R_i)R_{jT} / (R_j + R_i); \tag{7.52}$$

$$J_g = [(\alpha R + R_i)/(R + R_i)][(E_i - E_j - V_{ij})/ R_{jT}]. \tag{7.53}$$

Эквивалентная схема представлена на рис. 7.50.

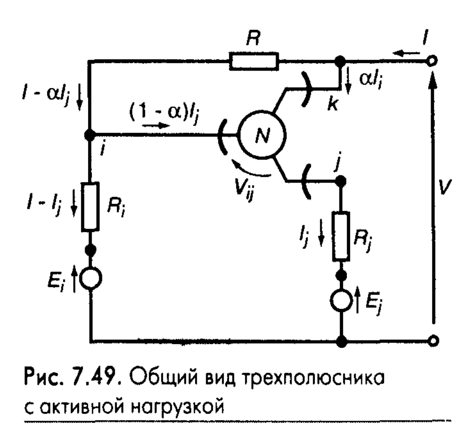


Рис. 7.49. Общий вид трехполюсника с активной нагрузкой

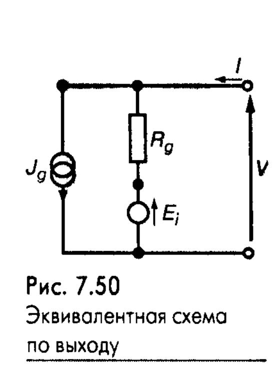


Рис. 7.50 Эквивалентная схема по выходу

7.2.7. Дифференциальные усилители

Дифференциальный усилитель с источником тока

Схема трехполюсника типа n приведена на рис. 7.51.

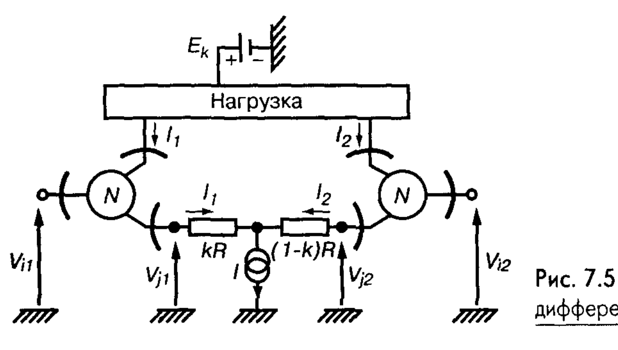


Рис. 7.51. Общий вид дифференциальной схемы

Основные выражения для активных трехполюсников имеют вид

$$I_1 = I_{j1} = I_{S1} f\left[\left(V_{i1} - V_{j1}\right)/V_S\right],\ \ I_2 = I_{j2} = I_{S2} f\ \left[\left(V_{i2} - V_{j2}\right)/V_S\right]$$

$$I = I_1 + I_2,\ V_{j1} - V_{j2} = kRI_1 - (1-k)RI_2\,.$$

Обратим эти формулы по I_1 и I_2, обозначив обратную функцию $g = f^{-1}$, тогда

$$V_{i1} - V_{j1} = V_S g\left(I_1/I_{S1}\right), V_{i2} - V_{j2} = V_S g\left(I_2/I_{S2}\right).$$

В результате получим выражение для напряжения на дифференциальном входе:

$$V_{id} = V_{i1} - V_{i2} = RI_1 - (1-k)RI + V_S g\left(I_1/I_{S1}\right) - V_S g\left[\left(I_1/I_S\right)/I_{S2}\right]$$

и

$$V_{id} = kRI - RI_2 + V_S g\left[\left(I - I_2\right)/I_{S1}\right] - V_S g\left(I_2/I_{S2}\right). \qquad \textbf{(7.54)}$$

Получим

$$k = 1/2 \Rightarrow kR = (1-k)R = R/2\,.$$

Возьмем два идентичных трехполюсника: $I_{S1} = I_{S2} = I_S$. При $V_{id} = 0$ имеем: $I_1 = I_2 = I/2$. Если разброс характеристик трехполюсников $I_{S1} \neq I_{S2}$, то для поддержания равенства $I_1 = I_2 = I/2$ необходимо приложить дифференциальное напряжение между двух входов

$$V_{I0} = V_S\left[g\left(I/2I_{S1}\right) - g\left(I/2I_{S2}\right)\right], \qquad (7.55)$$

где V_{I0} – напряжение смещения.

Например, для биполярных транзисторов типа n–p–n в соответствии с рис. 7.52 ток коллектора первого и второго транзистора I_1 и I_2 соответственно определяется выражениями:

$$I_1 = I_{S1}\exp\left[\left(V_1 - V_{E1}\right)/E_T\right],\ \ I_2 = I_{S2}\exp\left[\left(V_2 - V_{E2}\right)/E_T\right]$$

и

$$V_{id} = V_1 - V_2 = RI_1 - (1-k)RI + E_T \ln\left(I_1/I_{S1}\right) - E_T \ln\left[\left(I - I_1\right)/I_{S2}\right].$$

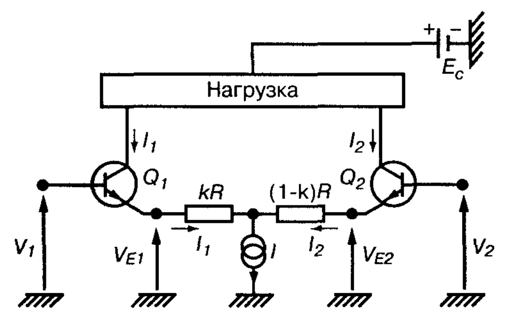


Рис. 7.52. Дифференциальная структура на транзисторах типа n–p–n

Напряжение смещения задается формулой

$$V_{i0} = E_T\left[\ln\left(I / 2I_{S1}\right) - \ln\left(I / 2I_{S2}\right)\right] = E_T \ln\left(I_{S2} / I_{S1}\right). \qquad \textbf{(7.56)}$$

Если $\left|\left(I_{S2} - I_{S1}\right)\right| << 1$, то эта формула примет вид

$$V_{i0} = E_T\left(I_{S1} - I_{S2}\right) / I_{S1}.$$

Динамический режим

Рассмотрим изменение ΔV_{id}, **которое определяется по уравнению (7.52) при** условии $I_{S1} = I_{S2} = I_S$.

Тогда получим

$$\Delta V_{id} = R\Delta I_1 + \left(V_S / I_S\right)\left[g'\left(I_1 / I_S\right) + g'\left(I - I_1\right) / I_S\right]\Delta I_1,$$

где g' – производная от g.

При значениях, близких к $I_1 = I/2$,

$$\Delta V_{id} = R\Delta I_1 + \left(2V_S / I_S\right) g'\left(I / 2I_S\right)\Delta I_1.$$

В результате получаем для крутизны наклона **характеристики**

$$g_{fd} = \Delta I_1 / \Delta V_{id} = 1 / \left[R + \left(2V_S / I_S\right) g'\left(I / 2I_S\right)\right]. \qquad (7.57)$$

Для биполярных транзисторов

$$V_S = E_T, \; g'\left(I / 2I_S\right) = 2I_S / I \Rightarrow g_{fd} = I / \left(4E_T + RI\right). \qquad (7.58)$$

Дифференциальный каскад без источника тока

Рассмотрим схему с двумя биполярными транзисторами типа n–p–n, представленную на рис. 7.53.

Если V_{p1} и V_{p2} – постоянные напряжения смещения на входах, то для линейной модели можно получить

$$V_1 + V_{p1} = rI_1 + V_{BE1} + V_{E1}, \; V_2 + V_{p2} = rI_2 + V_{BE2} + V_{E2}$$

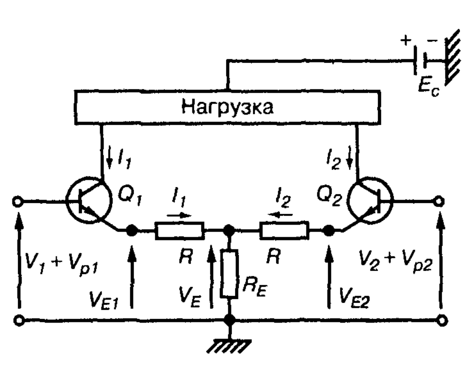


Рис. 7.53. Дифференциальная структура без источника тока

или

$$V_1 + V_{p1} = V_{BE1} + (R + r + R_E)I_1 + R_E I_2,$$

$$V_2 + V_{p2} = V_{BE2} + R_E I_1 + (R + r + R_E)I_2. \qquad (7.59)$$

Предположим, что

$$I_{p0} \approx (V_{p1} - V_{BE1} + V_{p2} - V_{BE2})/(r + R + 2R_E),$$

$$I_{pD} = (V_{p1} - V_{BE1} - V_{p2} + V_{BE2})/(r + R),$$

$g_{fd} = 1/2(r + R)$ – активная проходная проводимость в дифференциальном режиме,

$g_{fc} = 1/(R + r + 2R_E)$ – активная проходная проводимость в режиме усиления синфазного сигнала.

Тогда можно записать

$$\begin{cases} I_1 = g_{fd}(V_1 - V_2) + g_{fc}(V_1 + V_2)/2 + (I_{p0} + I_{pD})/2 \\ I_2 = -g_{fd}(V_1 - V_2) + g_{fc}(V_1 + V_2)/2 + (I_{p0} - I_{pD})/2. \end{cases} \qquad (7.60)$$

Следует напомнить, что

$$r = 1/g_m = E_T / I_E \approx r_E.$$

7.3. Соединение элементарных схем

7.3.1. Схема усилителя типа V

Соединение (G) (R)

Общая структура соединения элементарных схем в динамическом режиме представлена на рис. 7.54 (см. также разделы 7.2.3 и 7.2.4).

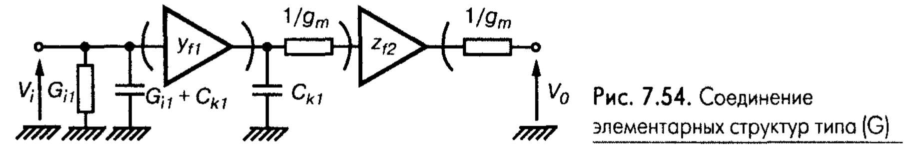


Рис. 7.54. Соединение элементарных структур типа (G)

Обозначим $C_{к1}$ – реактивную емкость первого трехполюсника, полная проходная проводимость которого практически действительна, $y_{f1} = g_{f1}$. Предположим, что входной импеданс второго каскада действителен: $Z_{i2} \approx 1 / g_{f2}$ или $1 / g_m$

$$C_{M1} = (1 + g_{f1} / g_m)C_{k1} \approx C_{k1} \text{ и } g_{m1} >> g_{f1}.$$

Коэффициент усиления по напряжению **задается формулой**

$$\underline{A}_v = y_{f1}z_{f2}g_m / (g_m + j\omega C_{k1}) \approx y_{f1}z_{f2}. \quad \textbf{(7.61)}$$

Полная входная проводимость Y_{i1} опреде**ляется по формуле**

$$\underline{Y}_{i1} = G_{i1} + j\omega(C_{i1} + C_{k1}),$$

а выходное сопротивление: $R_0 = 1 / g_m$.

Усилители типа (G) и (V)

Если усилитель типа (G) нагружен сопротивлением R_k, получаемый тип усилителя трудно определить, так как выходное сопротивление нельзя считать ни очень малым, ни очень большим (см. рис. 7.55).

Схема может быть или типа V, или G. Выходной каскад эквивалентен источнику напряжения, как показано на рис. 7.56, или источнику тока на рис. 7.57.

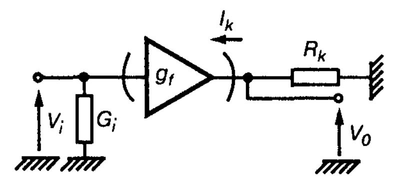


Рис. 7.55. Схема типа G или V

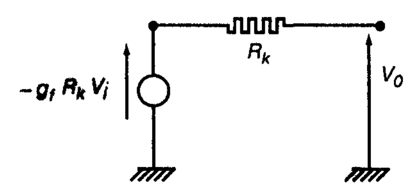


Рис. 7.56. Источник напряжения

При более высоких частотах G_i, R_k или G_k заменяются комплексными величинами

$$Y_i = G_i + j\omega C_i,\ Y_k = G_k + j\omega C_k,\ Z_k = 1 / Y_k.$$

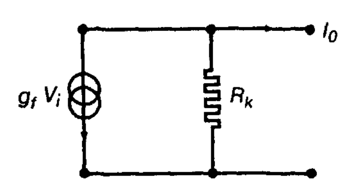


Рис. 7.57. Источник тока

Двухкаскадный усилитель напряжения

Рассмотрим соединение усилителей двух типов: идеального и реального повторителя типа (V) на двух биполярных транзисторах типа n–p–n, выполненного в соответствии со схемой на рис. 7.58.

Условия подключения питания рассмотрены в разделе 7.2.1.

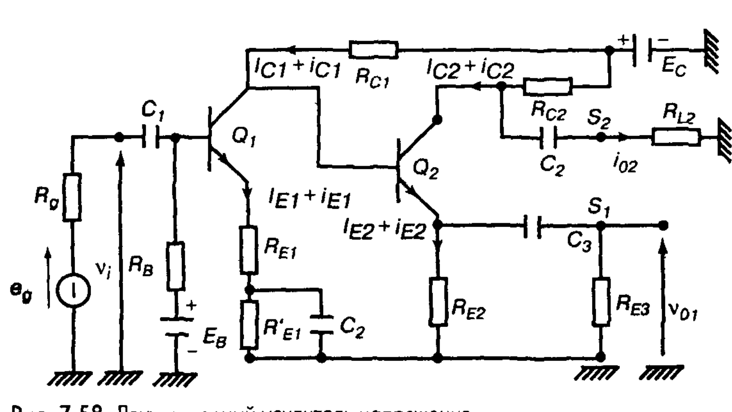


Рис. 7.58. Двухкаскадный усилитель напряжения

Если пренебречь токами базы, ток I_{E2} можно вычислить по формуле

$$I_{E1} = I_{c1},\ \ I_{E2} = I_{c2}\ \text{ при }\ I_{E2} \approx \left(E_c - R_c I_{E1} - V_{BE2}\right) / R_{E2}.$$

Выход S_1 повторителя соответствует схеме с усилителем напряжения

$$A_v = v_{01} / v_i \approx -R_{c1} / R_{E1}.$$

Выходное сопротивление

$$R_{01} \approx r_{E2}.$$

Кроме того, при использовании выхода S_2 схема представляет собой усилитель с активной проходной проводимостью.

В динамическом режиме, когда пренебрегают токами базы, получаем:

$$v_i = e_g R_B / \left(R_g + R_B\right)\ \ R_B << R_{E1} / \left(1 - \alpha_1\right),$$

$$i_{c2} = i_{E2} = -R_{c1}\, i_{c1} / R_{E2} = -R_{c1}\, v_i / R_{E1} R_{E2},$$
$$i_{02} = \left[-R_{c2} / \left(R_{c2} + R_{L2}\right)\right] i_{c2},$$
$$i_{02} = g_f v_i \quad \text{если} \quad g_f \approx R_{c1} / R_{E1} R_{E2} \quad \text{и} \quad R_{L2} << R_{c2}.$$

На более высоких частотах следует рассмотреть схему, приведенную на рис. 7.59, с комплексными величинами Y_{i1}, Y_{i2}, Y_{c1}.

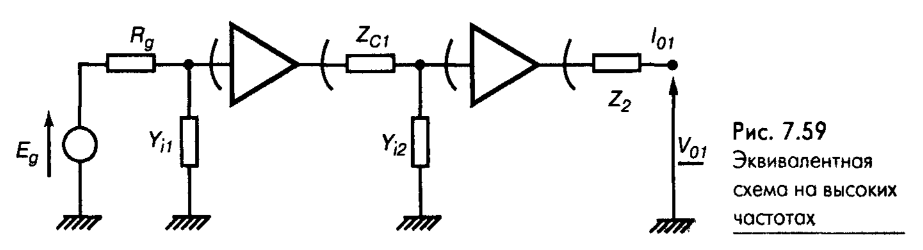


Рис. 7.59 Эквивалентная схема на высоких частотах

C_{BC1} и C_{BC2} – соответственно емкости коллектор-база транзисторов Q_1 и Q_2. В этом случае используется только выход Z_1.

Приблизительный расчет позволяет получить следующие выражения:

$$g_{f1} = g_{m1} / \left(1 + g_{m1} R_{E1}\right),\ \alpha_1 \approx 1 \Rightarrow g_{m1} \approx 1 / r_{E1};$$

$$Y_{i1} = 1 / R_B + j\omega\left[C_{E1} + C_{BC1}\left(1 + g_{f1} R_{C1}\right)\right]; \tag{7.62}$$

$$Z_{c1} = R_{c1} / \left(1 + j\omega C_{BC1} R_{C1}\right),\ \underline{A_{v1}} = -g_{f1} Z_{C1}. \tag{7.63}$$

Для второго каскада:

$$g_{f2} = g_{m2} / \left(1 + g_{m2} R_{E2}\right),\ g_{m2} = 1 / r_{E2};$$

$$Y_{C2} = j\omega C_{BC2}, \tag{7.64}$$

если сопротивление R_{C2} очень мало, а сопротивление нагрузки очень велико по отношению к $|Z_{02}|$.

$$\underline{A_{v2}} = R_{E2}\, g_{m2} / \left(1 + g_{m2} R_{E2}\right) \approx 1; \tag{7.65}$$

$$Z_{02} = R_{02} \approx 1 / g_{m2} = r_{E2}. \tag{7.66}$$

Коэффициент усиления по напряжению, $\underline{A_v}$, при идеальных выходных условиях $I_{01} \approx 0$ задается формулой

$$\underline{A_v} = \underline{V_{01}} / V_i = \underline{A_{v1}}\,\underline{A_{v2}} / \left(1 + Z_{C1} Y_{i2}\right), \tag{7.67}$$

где $\underline{A_{v1}} = -g_{f1} Z_{C1}$, $\underline{A_{v2}} \approx 1$

$Z_{C1} = R_{C1} / (1 + j\omega R_{C1} C_{BC1})$, $Y_{12} \approx j\omega C_{BC2}$ и $R_{E2} g_{m2} >> 1$.

Таким образом, формула примет вид

$$\underline{A_v} = A_{v0} / (1 + j\omega\tau),$$

где $A_{v0} = -g_{f1} R_{C1}$, $\tau = R_{C1}(C_{BC1} + C_{BC2})$.

Составной коэффициент усиления:

$$\underline{A_{vc}} = \underline{V_{01}} / E_g = \underline{A_v} \mathcal{T}_{gi},$$

где $\mathcal{T}_{gi} = 1 / (1 + j\omega\tau_g)$,

$$\tau_g = (C_{E1} + C_{M1}) R_g,$$

емкость Миллера равна $C_{M1} = C_{BC1}(1 + g_{f1} R_{C1})$.

Получаем:

$$\underline{A_{vc}} = A_{v0} / (1 + j\omega\tau)(1 + j\omega\tau_g). \quad (7.68)$$

Следовательно, каскад имеет две **частоты среза**: $1/2\pi\tau$ и $1/2\pi\tau_g$.

7.3.2. Схема усилителя тока

Статический режим

На рис. 7.60 дан пример схемы, построенной на двух биполярных транзисторах.

Если принять

$\alpha_1 = 1$, $V_{BE} = V_{S1}$ для Q_1

и

$\alpha_2 = 1$, $V_{BE} = V_{S2}$ для Q_2,

то можно найти ток коллектора первого транзистора I_1:

$$I_1 = [(E_C - V_{S1} - V_{S2}) R_a - (E_a + V_{S1}) R] / (R_{E1}(R + R_a) + R_{C1} R_a).$$

Выбор оптимального значения I_1 приводит к следующему выражению:

$$I_1 = E_C / (R_{E1} + 2R_{C1})$$

(см. раздел 7.2.1) Если принять $R_{E1} = 0$, то получим

$$I_1 = E_C / 2R_{C1} \Rightarrow R_a = R(E_a + V_{s1}) \Big/ \left(\frac{E_C}{2} - V_{S1} - V_{S2}\right).$$

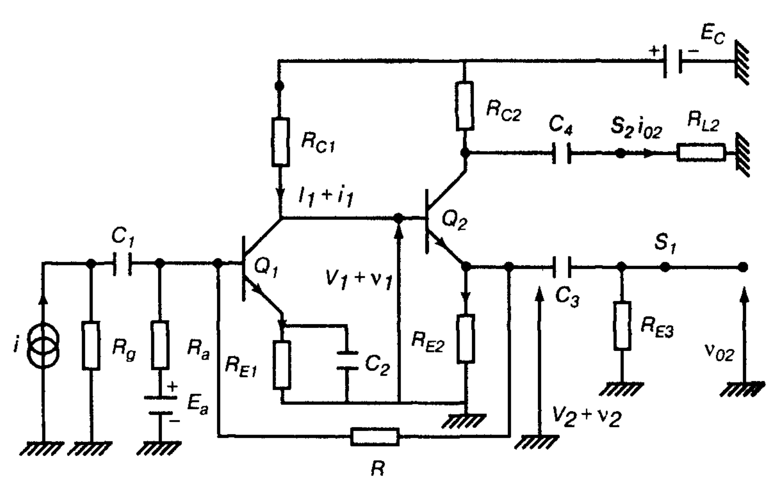


Рис. 7.60. Усилитель по току с проходным сопротивлением

Динамический режим на низких частотах

На рис. 7.61 представлена схема в динамическом режиме при низких частотах, строчные буквы обозначают переменные величины.

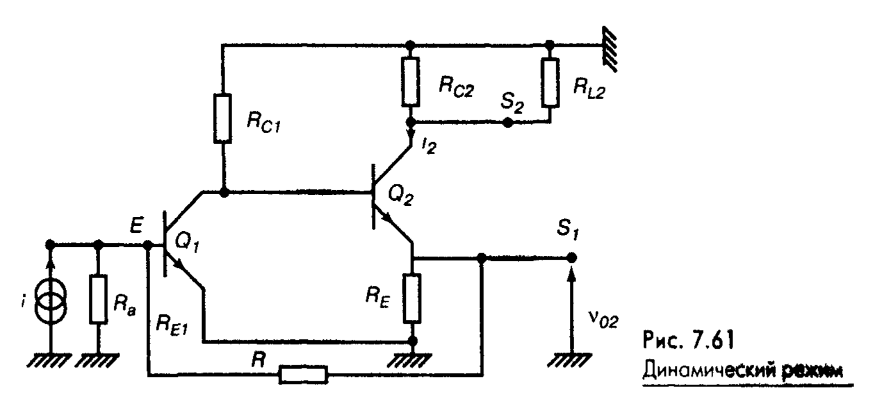


Рис. 7.61 Динамический режим

$$R_g \gg R_a,\ \omega C_1 R_g > 10,\ \omega C_4 (R_{C2} + R_{L2}) > 10,$$

$$\omega C_3 R_{E3} > 10,\ \omega C_2 r_{E1} > 10,\ r_{E1} = dV_{BE1} / dI_1.$$

Выход S_1: использование в режиме проходного сопротивления.

$$v_{02} = R_f i, \text{ где } R_f = -RA_v \frac{R}{R+R_a} \Bigg/ \left(1 + A_v \frac{R}{R+R_a}\right) \approx -R; \qquad (7.69)$$

$$A_v = R_{C1} / r_{E1},\ r_{E1} = 0{,}025 / I_1 .$$

Выход S_2: использование в схеме усилителя тока

$$i_2 = A_i i ,$$

где $A_i \approx \dfrac{R_f}{R_E} \approx -\dfrac{R}{R_E}$, если $\dfrac{1}{R_E} \approx \dfrac{1}{R_{E1}} + \dfrac{1}{R_{E2}}$.

Динамический режим на высоких частотах

Каскад на рис. 7.61 можно заменить схемой, приведенной на рис. 7.62, где большинство составляющих ее элементов сгруппировано в усилителе с входной емкостью C_i, входным сопротивлением R_i и комплексным коэффициентом усиления по напряжению

$$\underline{A_v} = \underline{V_0} / \underline{V_i} = -A_{v0} / (1 + j\omega\tau_v), \tag{7.70}$$

где

$$A_{v0} = g_m R_{C1} \approx R_{C1} / r_{E1},\ \tau_v = C_{BC1} R_{C1},\ R_i \approx r_{E1} / (1 - \alpha_1);$$

$$C_i = C_{be} + C_{re} + (1 + A_{v0}) C_{BC1} .$$

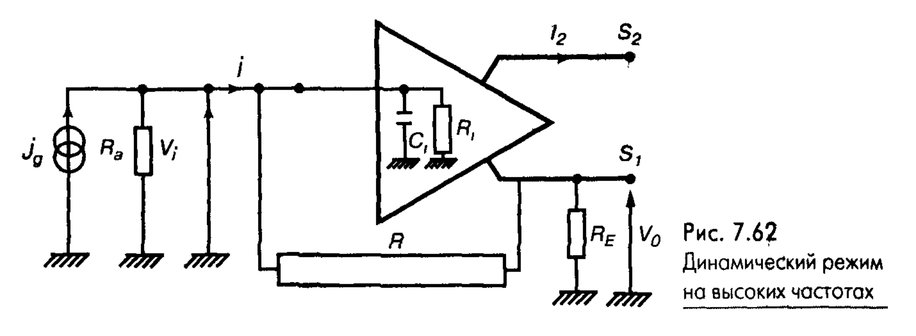


Рис. 7.62 Динамический режим на высоких частотах

Не учитывая сопротивление R_a, находим величину входной проводимости

$$Y_i = I / V_i \approx 1/R_i + 1/R + A_{v0} / R(1 + j\omega\tau_v) + j\omega C_i . \tag{7.71}$$

В эквивалентной цепи входной полной проводимости часто выделяют собственную индуктивность: $L_i = R\tau_v / A_{v0}$, как показано на рис. 7.63.

$r_i = R / A_{v0}$.

Значением $1/R$ пренебрегают по сравнению с $1/R_i$.

Коэффициент передачи имеет размерность сопротивления, если выходом является S_1, то

$V_0 = \underline{Z}_f I,$

где

$$\underline{Z_f} \approx -R \Bigg/ \left(1 + j\omega C_1 R(1 + j\omega\tau_v)\frac{1}{A_{v0}}\right) \approx -R/(1 + j\omega C_{BC1} R) \qquad (7.72)$$

при условии

$C_1 \approx A_{v0} CB_{C1}, \omega\tau_v \ll 1.$

Используя выход S_2, получим

$$A_1 \approx \underline{I_2} / I \approx -\underline{Z_f} / R_E \approx R / R_E(1 + j\omega C_{BC1} R). \qquad (7.73)$$

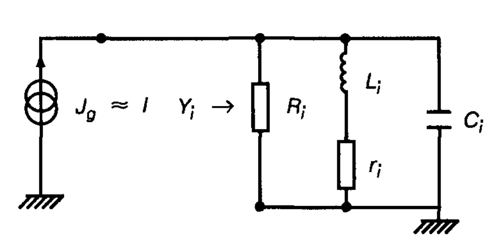


Рис. 7.63. Эквивалентная схема по входу

7.3.3. Каскодная схема

Схема с биполярным транзистором

Пример такой схемы приведен на рис. 7.64.

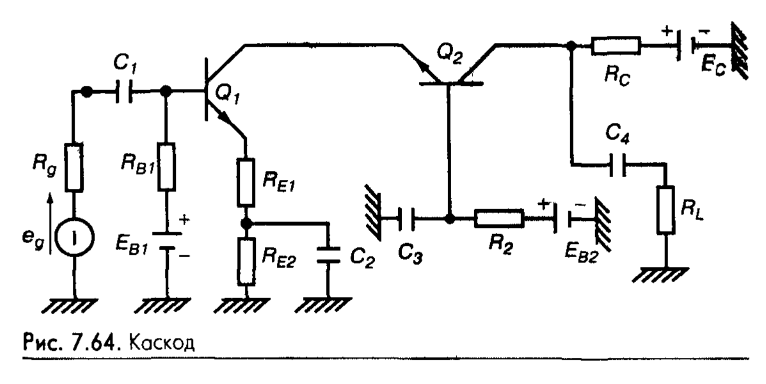


Рис. 7.64. Каскод

Можно также построить схему с биполярным транзистором в соответствии с рис. 7.65, здесь за первым каскадом с активной проходной проводимостью следует усилитель-повторитель тока.

Для облегчения анализа рассмотрим эквивалентную схему, представленную на рис. 7.66.

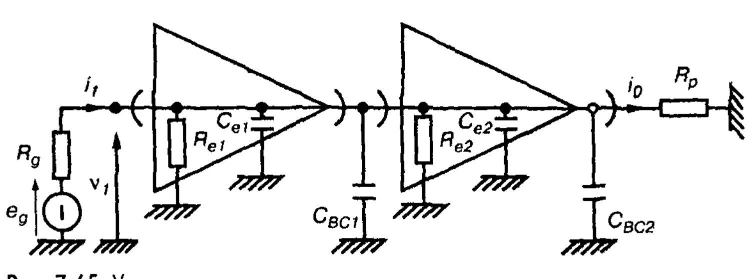


Рис. 7.65. Усилитель и повторитель

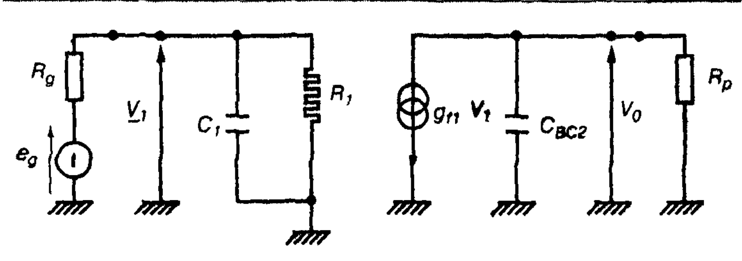


Рис. 7.66. Эквивалентная схема

Примем $1/R_1 \approx 0$. Тогда значения C_1 и g_{f1} равны:

$$C_1 = C_{be1} + C_{Te1} + C_{BC1}(1 + g_{f1}r_{e2}) \approx C_{be1} + C_{Te} + C_{BC1},$$

$$g_{f1} = 1/(r_{E1} + R_{E1}).$$

Эффект Миллера отсутствует.

$$\underline{V_1} = \underline{E_g} / (1 + j\omega C_1 R_g),$$

$$\underline{V_0} = g_{f1} R_p (1 + j\omega R_p C_{BC2}),$$

$$1/R_p = 1/R_c + 1/R_L.$$

Из этих уравнений следует, что

$$\underline{A_v} = \underline{V_0} / E_g = -g_{f1} R_p \Big/ \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right),$$

где $1/\omega_1 = R_g C_1$;

$1/\omega_2 = R_p C_{BC2}$.

Величина C_{bc} = 1–3 пФ, C_1 = 10–50 пФ.

Схема с полевым транзистором

На рис. 7.67 и 7.68 приведены два примера таких схем.

Напряжение V_{GS} транзистора Q_2 обеспечивает питание транзистора Q_1

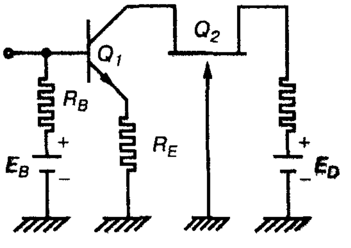


Рис. 7.67. Схема биполярный + полевой транзистор

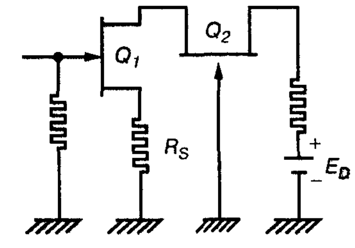


Рис. 7.68. Схема на двух полевых транзисторах

7.3.4. Двойная дифференциальная схема каскодной структуры, использующая каскодную конфигурацию

Схема, приведенная на рис. 7.69, представляет собой каскодную структуру, состоящую из транзисторов $Q_1 - Q_4$. Входной высокочастотный сигнал v_i подводится к входу E, а выходной сигнал v_{01} снимается с выхода S.

Вход C, к которому прикладывается управляющее напряжение v_c, позволяет изменять коэффициент усиления каскада.

При $|v_i| < 5$ мВ можно показать, что при температуре T = 300 K

$$I_1 = I \Big/ \left[1 + \exp\left(-\frac{V_1}{E_T}\right)\right] \approx \frac{I}{2} + \frac{I}{4E_T} v_i\,, \;\; ET \approx 25 \text{ мВ} \qquad (7.74)$$

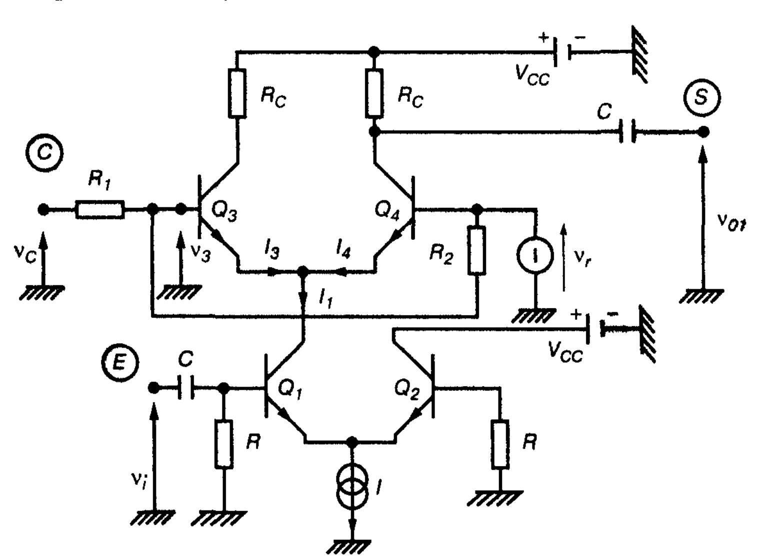


Рис. 7.69. Дифференциальная схема с каскодной структурой

$$I_4 = I_1 \Bigg/ \left[1 + \exp\left(-\frac{v_r - v_3}{E_T}\right)\right]. \quad (7.75)$$

Приняв $m = 1 + R_1 / R_2$ и сохранив только часть, связанную с выходом S, получаем

$$v_{01} = -R_C \frac{1}{4E_T} v_i \Bigg/ \left(1 + \exp\frac{v_c - v_r}{mE_T}\right).$$

Как можно заметить, коэффициент усиления $A_v = -v_{01} / v_i$ контролируется управляющим напряжением v_C.

$$A_v = R_C \frac{1}{4E_T} \Bigg/ \left(1 + \exp\frac{v_c - v_r}{mE_T}\right),$$

где $v_r = U_r$ представляет опорное напряжение, выбираемое в диапазоне
0,1–1 В;
$m = 1$,
$I = 5 \times 10^{-3}$ А;
$R_C = 2 \times 10^3$ Ом.

Максимально возможный коэффициент усиления вычисляется по формуле:

$A_M = R_C I / 4 E_T = 100$

$$A_v = A_{vM} / [1 + \exp 40(v_C - v_r)] \quad (7.76)$$

при $v_C \ll v_r$, $A_v = A_{vM} = 100$,
при $v_C = v_r$, $A_v = 50$,
при $v_C - v_r > 0{,}1$, $A_v < 2$.

Считая значение $v_r = U_r$ постоянным, получаем

$$\frac{\Delta A_v}{A_v} = -\frac{\exp 40(v_c - U_r)}{1 + \exp 40(v_c - U_r)} 40 \Delta v_c. \quad (7.77)$$

Вблизи значений $v_c = U_r$,

$\Delta A_v / A_v = -20 \Delta v_c$.

При изменении $\Delta v_c = +0{,}01$ В на 20% уменьшается $\Delta A_v / A_v$.

Эта схема часто используется в усилителях промежуточной частоты для автоматической регулировки усиления.

ГЛАВА 8. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

8.1. Общие сведения

8.1.1. Составные элементы

В системах с *обратной связью* (ОС) выходной сигнал через специальный *контур обратной связи* подается обратно на вход системы. В этом случае на эквивалентной схеме выделяют:

- прямую *цепь* (ветвь), соединяющую вход с выходом;
- обратную цепь (ветвь), соединяющую выход с входом.

Простая петля ОС, представленная на рис. 8.1, содержит следующие блоки:

- в прямой ветви:
  - сумматор S;
  - усилитель (A_d) с коэффициентом передачи T_d;
  - узел разветвления сигнала D;
- в обратной ветви:
  - активная или пассивная цепь (R) с коэффициентом передачи T_r.

Входные и выходные сигналы указанных блоков могут быть представлены в виде токов и/или напряжений.

Примем, что:

- x_g – входной сигнал (вырабатываемый источником тока J_g или напряжения E_g);
- y_L – выходной сигнал (напряжение V_L или ток I_L).

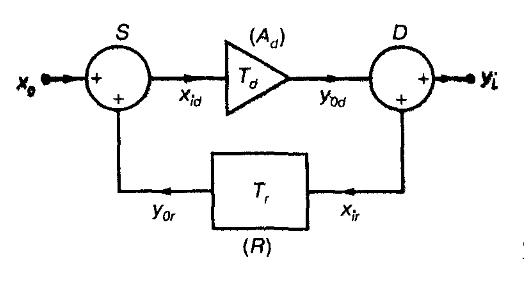


Рис. 8.1. Пример цепи с обратной связью

Тогда для схемы на рис 8.1 можно записать:

$$y_{0d} = T_d x_{id},\ y_{0r} = T_r x_{ir}$$
$$x_{id} = \mathcal{T}_{gi}(x_g + y_{0r}),\ y_L = x_{ir} = \mathcal{T}_{0L} y_{0d}, \qquad (8.1)$$

где $\mathcal{T}_{gi}$ и $\mathcal{T}_{0L}$ – коэффициенты передачи прямой **и обратной ветви** соответственно.

8.1.2. Сигнальный граф

Сигнальный граф представляет собой множество узлов и соединяющих их ветвей; он используется для графического выражения отношений между сигналами цепи. Каждому блоку соответствует ветвь, а входному или выходному сигналу каждого блока – узел графа.

На рис. 8.2 показан граф взаимодействий для устройства, схема которого приведена на рис. 8.1.

Этот граф можно упростить (рис. 8.3).

В результате получаем уравнения:

$$x_i = x_g + y_{0r},\ x_{id} = \mathcal{T}_{gi} x_i$$
$$y_0 = y_L = x_r,\ y_0 = \mathcal{T}_{0L} y_{0d} \qquad (8.2)$$
$$y_L / x_g = (\mathcal{T}_{gi}\mathcal{T}_{0L} T_g)/(1 - \mathcal{T}_{gi}\mathcal{T}_{0L} T_d T_r).$$

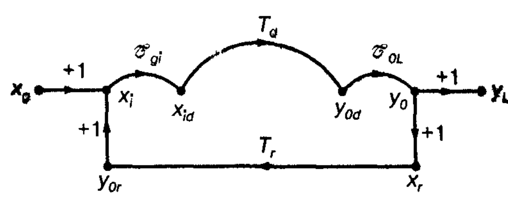


Рис. 8.2. Сигнальный граф для цепи на рис 8 1

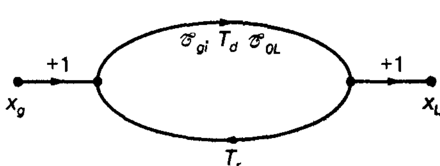


Рис. 8.3. Блок вычитания сигналов

Коэффициент петлевого усиления рассчитывается по формуле

$$T = \mathcal{T}_{gi}\mathcal{T}_{0L} T_d T_r \,. \tag{8.3}$$

Коэффициент передачи всей схемы с замкнутой петлей ОС имеет вид

$$T_f = T / T_r(1 - T). \tag{8.4}$$

8.2. Отрицательная обратная связь

8.2.1. Принцип

Рассмотрим случай, когда коэффициент петлевого усиления T является действительной величиной. Если $T<0$, имеет место *отрицательная обратная связь* (ООС), если, напротив, $T>0$, – *положительная обратная связь* (ПОС).

Для получения ООС обычно выбирают один из трех способов:

- используют коэффициент передачи прямой ветви $T_d < 0$;
- используют блок для вычитания сигналов (см. рис. 8.4), чтобы

  $$x_{id} = \mathcal{T}_{gi}(x_g - y_{0r}),$$

- инвертируют выходной сигнал перед тем, как подать его на вход цепи ОС (см. рис. 8.5), чтобы

  $$y_L = \mathcal{T}_{0L} y_{0d}, \; x_{ir} = -\mathcal{T}_{0L} y_{0d} \,.$$

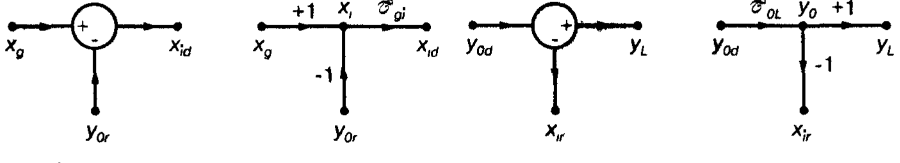


Рис. 8.4. Инвертор сигнала, ответвляемого в цепь ОС

Рис. 8.5. Дифференциальный разветвитель

Для второго и третьего способов:

$$T_f = (-T) / T_r[1 + (-T)], \tag{8.5}$$

где $(-T)$ положительно.

Для первого способа, заменяя T_d на $-T_d$, получим

$$T_f = (-T)/(-T_r)[1 + (-T)]. \tag{8.6}$$

Значение $(-T)$ в данном случае положительно, а $(-T_r)$ отрицательно.

8.2.2. Сложение сигналов

Сложение

Для сложения токов используют обычное соединение ветвей цепи (узел типа I).

Если складываются два тока J_1 и J_2, вырабатываемые источниками с внутренней проводимостью Y_1 и Y_2, как показано на рис. 8.6, то в результате получается ток I, проходящий через нагрузку – резистор R_L, величина которого равна

$$I = \mathcal{T}_L J, \text{ при } J = J_1 + J_2,$$

$$\mathcal{T}_L = 1 / \left[1 + R_L(Y_1 + Y_2)\right].$$

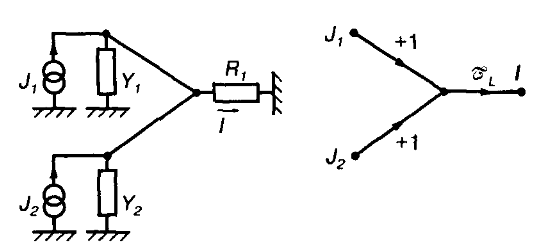


Рис. 8 6. Сумматор токов

Для сложения напряжений требуется специальная схема.

В простейшем случае можно использовать трансформатор, как показано на рис 8.7.

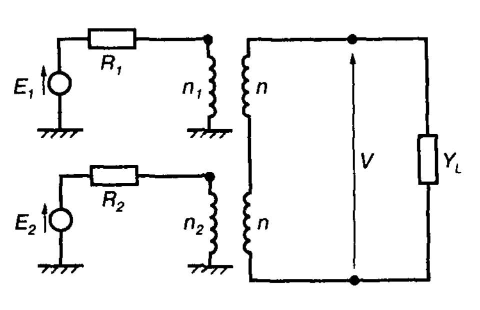


Рис. 8.7. Сумматор напряжений

Если считать трансформатор идеальным, то схема, представленная на рис. 8.7, будет эквивалентна (с точки зрения вторичной обмотки) схеме на рис. 8.8.

Находим значение выходного напряжения по формуле:

$$V = E_g / (1 + R_g Y_L),$$

Рис. 8.8. Схема сумматора, эквивалентная схеме на рис 8 7

где $E_g = nE_1 / n_1 + nE_2 / n_2$;

$$R_g = (n / n_1)^2 R_1 + (n / n_2)^2 R_2.$$

Если $n_1 = n_2 = n$, то $E_g = E_1 + E_2$.

Для вычитания сигналов часто используют дифференциальный усилитель (см. рис. 8.9)

По определению: $V_0 = A_{vd}(V_1 - V_2)$ Свойства дифференциального усилителя рассмотрены в главе 9.

Схема, учитывающая внутреннее сопротивление источников напряжений, а также входную проводимость дифференциального усилителя, представлена на рис. 8.10.

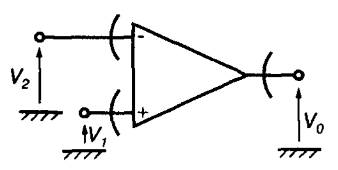


Рис. 8.9 Использование дифференциального усилителя для вычитания напряжений

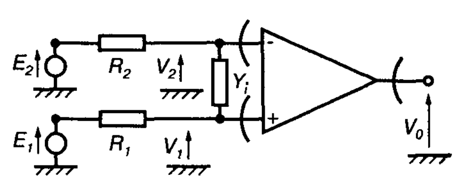


Рис. 8.10. Эквивалентная схема по входу

В этом случае:

$$V_1 - V_2 = (E_1 - E_2)/[1 + Y_i(R_1 + R_2)],$$

$$V_0 = A_{vd}(V_1 - V_2).$$

Таким образом, коэффициент передачи

$$\mathcal{T}_{gi} = 1/[1 + Y_i(R_1 + R_2)].$$

На рис. 8.11 показан сигнальный граф.

Кроме того, для вычитания сигналов применяют также активные трехполюсники. На рис. 8.12 показано, как формируется выходной сигнал

Рис. 8.11. Сигнальный граф дифференциального усилителя

(изменение коллекторного тока I_k транзистора), величина которого определяется разностью входных сигналов $(V_i - V_j)$. Как известно,

$$I_k = g_m (V_i - V_j).$$

Разветвление сигнала

Обычное соединение ветвей электрической цепи представляет собой естественный разветвитель (узел типа V). При этом электродвижущая сила E_g источника распределяется, как показано на рис. 8.13.

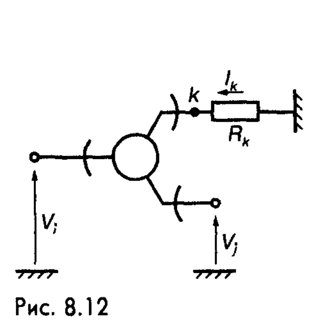


Рис. 8.12
Дифференциальный сумматор на трехполюснике

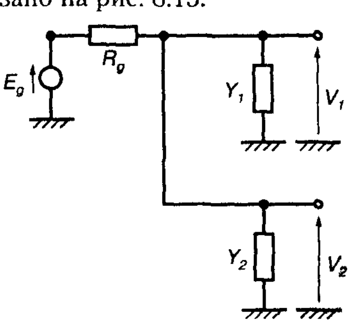


Рис. 8.13. Распределение (разветвление) напряжений

Имеем:

$$V_1 = V, V_2 = V,$$

где $V = \mathcal{T}_g E_g$

и

$$\wp_g = 1/\left[1 + R_g (Y_1 + Y_2)\right].$$

Соответствующий сигнальный граф представлен на рис. 8.14.

Распределение тока требует использования специальных схем.

В первом варианте решения используются два идеальных трансформатора, как показано на рис. 8.15. При этом речь идет о распределении тока J_g, генерируемого источником с внутренней проводимостью Y_g.

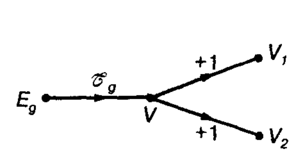


Рис. 8.14. Граф распределения напряжений

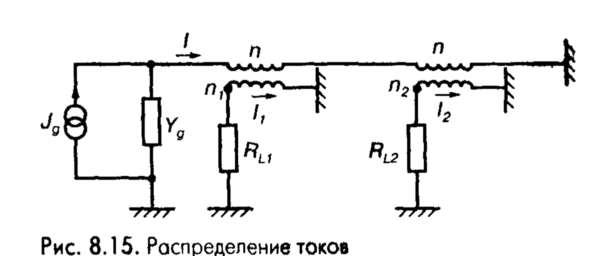


Рис. 8.15. Распределение токов

Следовательно, $I_1 = nI/n_1$, $I_2 = nI/n_2$, $I = \mathcal{G}_g J_g$,

$$\mathcal{G}_g = 1/(1+Y_g)(R'_{L1}+R'_{L2})$$

и

$$R'_{L1} = (n/n_1)^2 R_{L1},\ \ R'_{L2} = (n/n_2)^2 R_{L2}.$$

Если $n = n_1 = n_2$, то $I = J_g/[1+Y_g(R_{L1}+R_{L2})]$.

Для инвертирования ответвляемого тока можно использовать дифференциальные усилители (см. раздел 7.2.7).

Помимо этого, распределение сигнала в динамическом и статическом режиме можно выполнить с помощью схемы, приведенной в разделе 7.2 6

8.3. Четыре разновидности отрицательной обратной связи

8.3.1. Базовые схемы

Разновидность отрицательной обратной связи зависит от природы электрических величин (напряжения или тока), которые суммируются на входе и распределяются на выходе.

Поэтому в прямой и обратной цепях требуется учитывать тип коэффициента передачи.

В табл. 8.1 представлены четыре возможные разновидности.

Соответствующие базовые схемы представлены на рис. 8 16–8 19

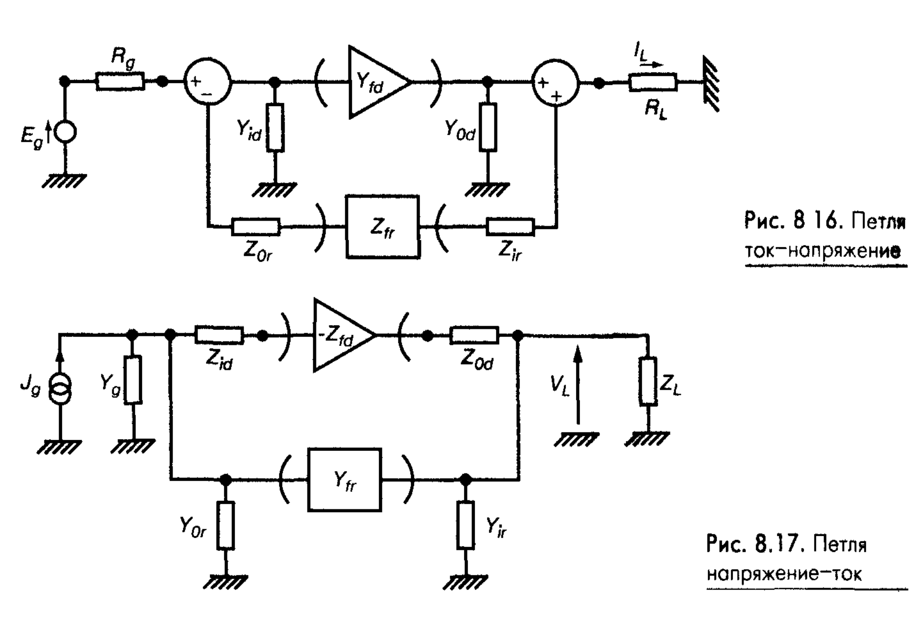


Рис. 8 16. Петля ток–напряжение

Рис. 8.17. Петля напряжение–ток

Таблица 8.1. Четыре разновидности петли обратной связи

Величина		Характер	
выходная	**входная**	**сумматора**	***распределителя***
I Ток	V Напряжение	Тип (V) Специальная схема	Тип (I) Специальная схема
V Напряжение	I Ток	Тип (I) Естественный узел	Тип (V) Естественный узел
V Напряжение	V Напряжение	Тип (V) Специальная схема	Тип (V) Естественный узел
I Ток	I Ток	Тип (I) Естественный узел	Тип (I) Специальная схема

8.3.2. Основные формулы

Основные формулы, описывающие схемы с ОС, представлены в табл. 8.2. Указывается величина коэффициента передачи, в предположении, что коэффициент усиления петли (–T) достаточно велик.

Входные проводимости и сопротивления задаются следующими формулами, если предположить, что $(-T) \gg 1$, а полные проводимости и импедансы действительны:

- для петли ток–напряжение (см. рис. 8.16):
  - входная проводимость
    $G_1 \approx G_{1d} / (-T)$, $Y_{1d} = G_{1d}$;
  - выходная проводимость
    $G_0 \approx G_{0d} / (-T)$, $Y_{0d} = G_{0d}$;
- для петли напряжение–ток (см. рис. 8.17):
  - входное сопротивление
    $R_1 \approx R_{1d} / (-T)$, $Z_{1d} = R_{1d}$;
  - выходное сопротивление:
    $R_0 \approx R_{0d} / (-T)$, $Z_{0d} = R_{0d}$;
- для петли напряжение–напряжение (см. рис. 8.18):
  - входная проводимость
    $G_1 \approx G_{1d} / (-T)$, $Y_{1d} = G_{1d}$;
  - выходное сопротивление
    $R_0 \approx R_{0d} / (-T)$, $Z_{0d} = R_{0d}$;

Таблица 8.1. Четыре разновидности петли обратной связи

Тип коэффициента передачи		Результирующий коэффициент передачи, его характер
T_d	T_r	
Тип (G) Y_{fd}	Тип (R) Z_{fr}	Полная проводимость Тип (G)
Тип (R) $-Z_{fd}$	Тип (G) Y_{fr}	Импеданс Тип (R)
Тип (V) A_d, усиление по напряжению	Тип (V) A_r, усиление по напряжению	Усилитель напряжения Тип (V)
Тип (I) A_d Усиление по току	Тип (I) A_r Усиление по току	Усилитель тока Тип (I)

- для петли ток–ток (рис. 8.19):
  - входное сопротивление $R_1 \approx R_{1d} / (-T)$, $Z_{1d} = R_{1d}$;
  - выходная проводимость $G_0 \approx G_{0d} / (-T)$, $Y_{0d} = G_{0d}$.

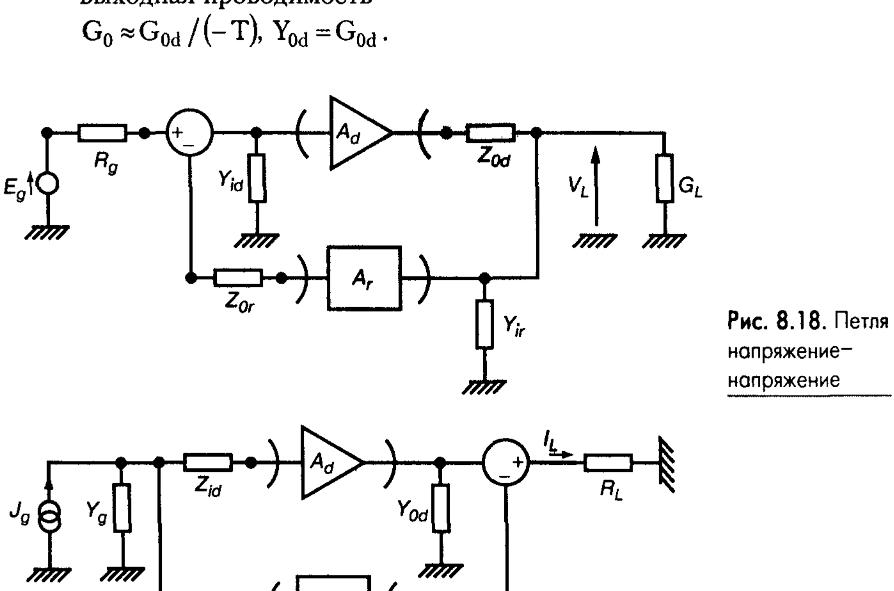


Рис. 8.18. Петля напряжение–напряжение

Рис. 8.19 Петля ток–ток

Таблица 8.2. Основные формулы вариантов обратной связи

Характер цепи	Общий коэффициент усиления петли (–T)	Результирующий коэффициент передачи при (T) ≫ 1
Ток – напряжение	$\mathcal{T}_{gi}\mathcal{T}_{0L}Y_{fd}Z_{fr}$ $\mathcal{T}_{gi}=1/\left[1+\left(R_g+Z_{0r}\right)Y_{id}\right]$ $\mathcal{T}_{0L}=1/\left[1+Y_{0d}\left(R_L+Z_{ir}\right)\right]$	$I_L/E_g \approx 1/Z_{fr} = Y_f$
Напряжение – ток	$\mathcal{T}_{gi}\mathcal{T}_{0L}Z_{fd}Y_{fr}$ $\mathcal{T}_{gi}=1/\left[1+\left(Y_g+Y_{0r}\right)Z_{id}\right]$ $\mathcal{T}_{0L}=1/\left[1+Z_{0d}\left(G_L+Y_{ir}\right)\right]$	$V_L/J_g \approx -1/Y_{fr} = Z_f$
Напряжение – напряжение	$\mathcal{T}_{gi}\mathcal{T}_{0L}A_dA_r$ $\mathcal{T}_{gi}=1/\left[1+\left(R_g+Z_{0r}\right)Y_{id}\right]$ $\mathcal{T}_{0L}=1/\left[1+Z_{0d}\left(G_L+Y_{ir}\right)\right]$	$V_L/E_g \approx 1/A_r = A_v$
Ток – ток	$\mathcal{T}_{gi}\mathcal{T}_{0L}A_dA_r$ $\mathcal{T}_{gi}=1/\left[1+\left(Y_g+Y_{0r}\right)Z_{id}\right]$ $\mathcal{T}_{0L}=1/\left[1+Y_{0d}\left(R_L+Z_{ir}\right)\right]$	$I_L/J_g \approx 1/A_r = A_i$

Можно заметить, что входное и выходное сопротивление уменьшается со стороны естественного узла разветвления или сложения, а входная и выходная проводимость – со стороны специальной схемы разветвления или сложения.

Кроме того, все выражения имеют одинаковую форму типа A = B / (– T).

8.4. Четырехполюсники в цепи ОС

8.4.1. Преобразования четырехполюсников

Для построения схем, изображенных на рис. 8.16–8.19, используются четырехполюсники типов V, I, R и G, при этом обычно в качестве базовых схем используются четырехполюсники типа G (рис. 8.20) или V (рис. 8.24), а остальные (рис. 8.21–8.23, 8.25–8.27) реализуются на их основе с помощью добавочных или шунтирующих сопротивлений на входе и выходе.

8.4.2. Пассивные цепи

Пассивная цепь моделируется двумя операторами (ветвями сигнального графа), позволяющими учесть ее действие в прямом и обратном направлении.

Именно таким образом цепь, представленную на рис. 8.28, приводят к эквивалентному виду, который показан на рис. 8.29.

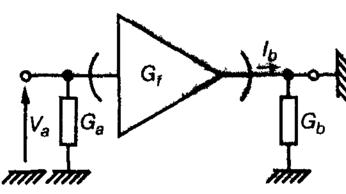


Рис. 8.20. Четырехполюсник типа G

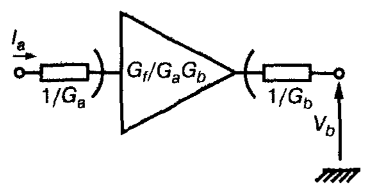


Рис. 8.21. Четырехполюсник типа R, производный от типа G

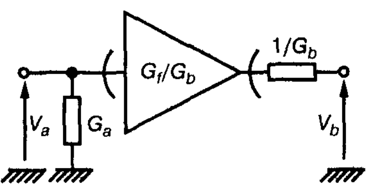


Рис. 8.22. Четырехполюсник типа V, производный от типа G

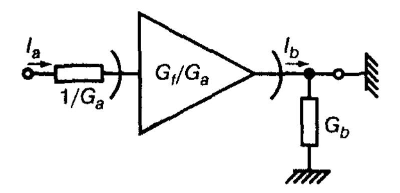


Рис. 8.23. Четырехполюсник типа I, производный от типа G

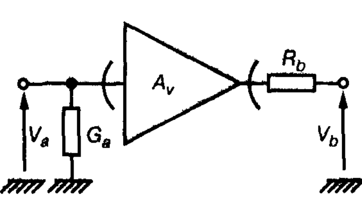


Рис. 8.24. Четырехполюсник типа V

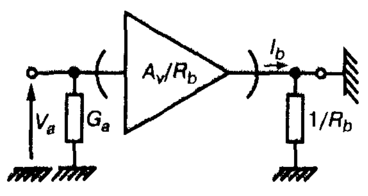


Рис. 8.25. Четырехполюсник типа G, производный от типа V

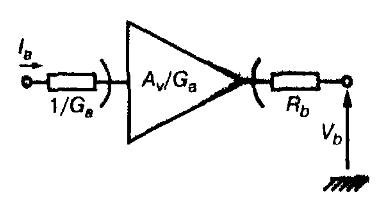


Рис. 8.26. Четырехполюсник типа R, производный от типа V

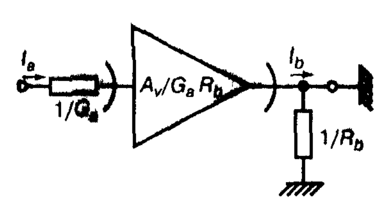


Рис. 8.27. Четырехполюсник типа I, производный от типа V

Цепь, изображенную на рис. 8.30, можно заменить эквивалентной, показанной на рис. 8.31.

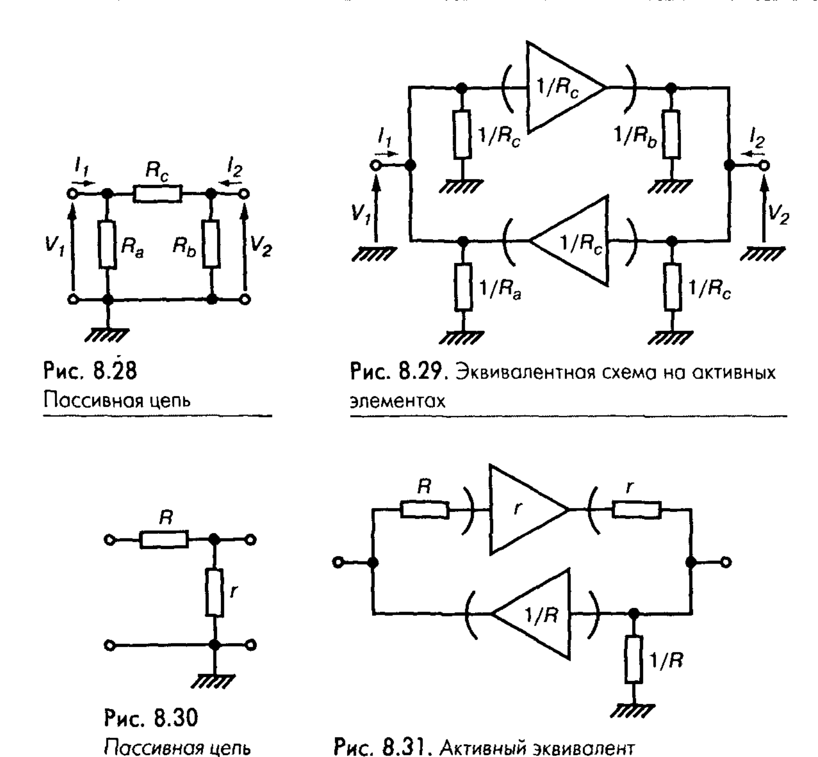


Рис. 8.28
Пассивная цепь

Рис. 8.29. Эквивалентная схема на активных элементах

Рис. 8.30
Пассивная цепь

Рис. 8.31. Активный эквивалент

Отметим два правила использования пассивных четырехполюсников в цепи ОС:

- если сумматор входных и распределитель выходных сигналов являются естественными узлами, то необходимо учитывать обе ветви пассивного четырехполюсника (цепь напряжение–ток);
- если один или оба элемента, сумматор или распределитель, реализуются с помощью специальных схем, то можно, рассматривая эквивалентную схему, пренебречь влиянием одной из ветвей.

8.4.3. Цепь напряжение–ток

Использование усилителя напряжения

Предположим, что имеется схема, представленная на рис. 8.32. Выполним первую трансформацию (см. рис. 8.33), что позволит добавить три оператора (ветви сигнального графа), соединенных параллельно.

Рис. 8.32. Пассивная обратная связь

Рис. 8.33. Активный эквивалент обратной связи

Эти три оператора, составляющие эквивалентную схему, могут быть сведены к двум, как показано на рис. 8.34.

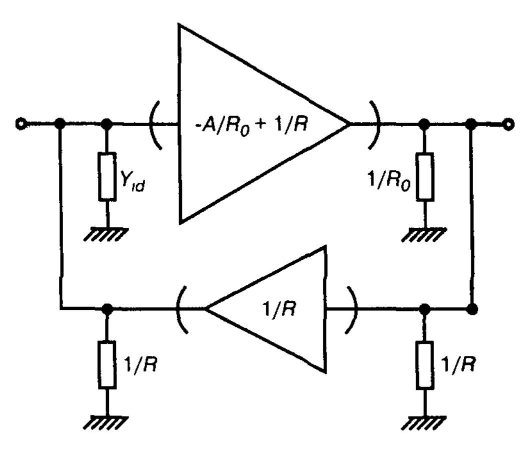


Рис. 8.34. Сведение трех операторов к двум

Оператор типа G в прямом направлении трансформирован в оператор типа R, чтобы прийти к соответствующей схеме, показанной на рис. 8.17. В результате получаем схему, изображенную на рис 8.35.

$$-Z_{fd} = (R_0 / Y_{id})(-A / R_0 + 1 / R)$$

Использование *активной проходной проводимости*

Исходная схема представлена на рис. 8.36. Поступая аналогичным способом, получаем обычную схему, как на рис. 8.37

$$-Z_{fd} = (-G_{fd} + 1/R) Y_{id} Y_0 .$$

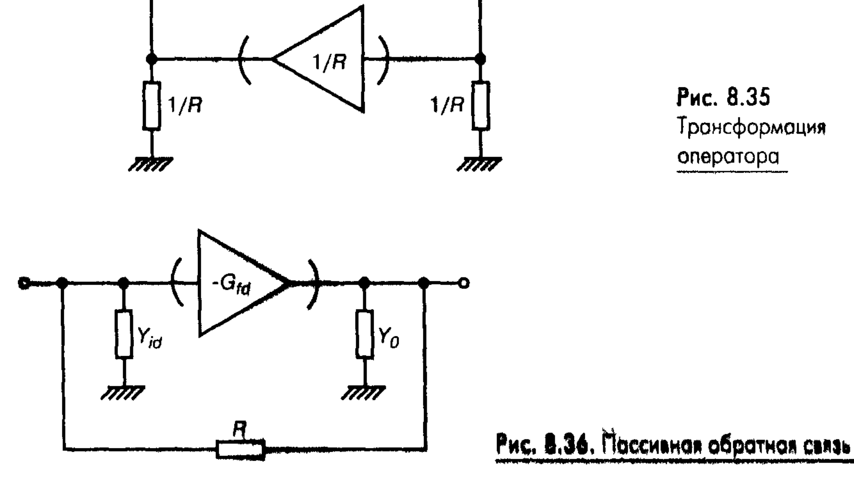


Рис. 8.35 Трансформация оператора

Рис. 8.36. Пассивная обратная связь

Рис. 8 37. Активный эквивалент

ГЛАВА 9. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

9.1. Характеристики при разомкнутой ОС и замкнутой ОС

9.1.1. Характеристики при разомкнутой петле ОС

Идеальный усилитель

Идеальный *операционный усилитель* (ОУ) – это усилитель с бесконечно большим коэффициентом усиления по напряжению и бесконечным входным сопротивлением. Принятое символическое обозначение операционных усилителей показано на рис. 9.1

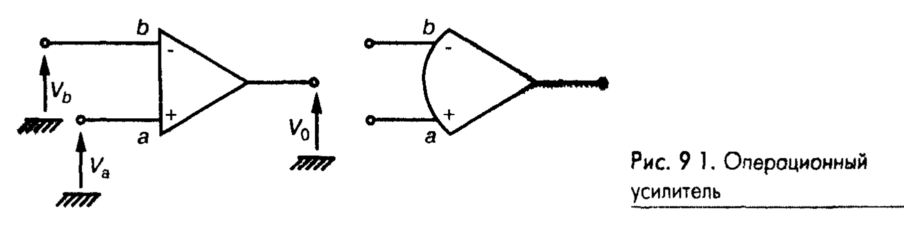


Рис. 9 1. Операционный усилитель

Операционный усилитель имеет два входа (инвертирующий и неинвертирующий); напряжение на выходе ОУ определяется разностью напряжений на этих входах:

$$V_0 = A_{vd}(V_a - V_b), \tag{9.1}$$

где

V_0, V_a, V_b – сами напряжения или их изменения (то есть статические или динамические величины);

$$\underline{A_{vd}} = A_{v0} / (1 + jf/f_c) \tag{9 2}$$

$\underline{A}_{vd}$ – комплексный коэффициент усиления по напряжению дифференциального (то есть разностного) сигнала, а f_c – частота среза. Произведение коэффициента усиления на диапазон усиливаемых частот (от нулевой до частоты среза) можно записать в виде $A_{v0}f_c = GW_r$.

Основные погрешности

В табл. 9.1 и 9.2 соответственно представлены статические и динамические параметры реального ОУ, характеризующие его отличие от идеального.

Таблица 9.1. Статические погрешности

Символ	Значение
V_{I0}	Напряжение смещения на входе
I_a, I_b	Токи смещения, поступающие на оба входа a и b
I_{I0}	Ток смещения на входе: $I_{i0} = I_a - I_b$
I_{iB}	Средний ток смещения: $I_{iB} = (I_a + I_b)/2$
α_{VI0}	Температурный коэффициент напряжения смещения: $\Delta V_{I0}/\Delta\theta$
β_{VI0}	Коэффициент изменения во времени напряжения смещения $\Delta V_{I0}/\Delta t$, который часто выражается в вольтах в час или в день, или в месяц

Таблица 9.2. Основные динамические погрешности и ограничения

Символ	Значение
A_{vc}	Коэффициент усиления по напряжению синфазного сигнала
C_{MR}	Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) $C_{MR} = A_{vd}/A_{vc}$
Z_{id}	Входное сопротивление для дифференциального сигнала: $1/\underline{Z}_{id} = 1/R_{id} + j\omega C_{id}$
Z_0	Выходное сопротивление
Z_{ic}	Входное сопротивление для дифференциального сигнала: $1/\underline{Z}_{ic} = 1/R_{ic} + j\omega C_{ic}$

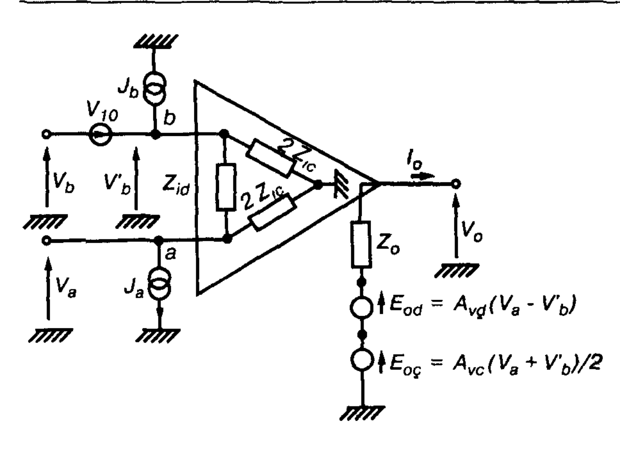


Рис. 9.2. Эквивалентная схема операционного усилителя

Эквивалентная схема усилителя показана на рис. 9.2.

В статическом режиме (как говорят, в *режиме большого сигнала*) в выражении для напряжения V_0 можно пренебречь влиянием Z_0, Z_{1d}, Z_{1c} и C_{MR}. В этом случае для схемы, представленной на рис. 9.3, получаем

$$V_0 = A_{v0}\left[E_a - E_b - (R_a + R_b)I_{I0} / 2 - (R_a - R_b)I_{iB} - V_{I0}\right]. \qquad (9.3)$$

В динамическом режиме (то есть в режиме малого сигнала) на низких частотах, если $\Delta V_a = v_a$, $\Delta V_b = v_b$, $\Delta V_0 = v_0$, то это выражение будет иметь вид

$$v_0 = A_{vd}\left[v_a - v_b + (v_a + v_b) / 2C_{MR}\right]. \qquad (9.4)$$

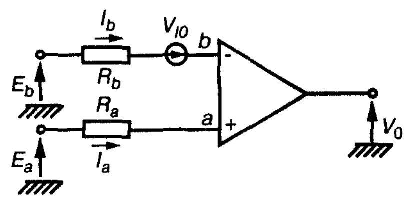


Рис. 9.3. Эквивалентная схема по входу

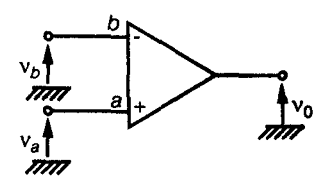


Рис. 9.4. Эквивалентная схема в динамическом режиме

Таблица 9.3. Основные параметры интегральных усилителей

$\lvert V_{I0}\rvert$: 1–6 мВ	A_{vd}: 10^4–5×10^5
$\lvert I_{I0}\rvert$. 10–200 нА	A_{v0} f_c: 0,5–10 МГц
I_{iB}: 50–500 нА	C_{MR}: 10^3–10^5
α_{VI0}: 5–10 мкВ/°C	R_{id}. 10^5–10^7 Ом
	R_0: 10^2–10^3 Ом

Таблица 9.4. Характеристики высокомощных усилителей

Величины	Примечания
$\lvert V_{I0}\rvert$: 0,1–2 мВ	
I_{iB}: 1 нА–1 пА	В дальнейшем величина I_{I0} интереса не представляет
R_{id}: 10^7–10^{12} Ом, R_{ic}: 10^9–10^{12} Ом	Чаще интерес вызывают емкости C_{id} и C_{ic}
$\lvert A_{vd}\rvert$: 10^5–10^6	Некоторые усилители имеют коэффициент усиления выше 10^6
A_{v0} f_c: 1–100 МГц	В настоящее время улучшается
C_{MR}: 10^5–10^7	Для некоторых усилителей получают и более высокие значения
α_{VI0}: 1–0,1 мкВ/°C	Также используются импульсные усилители

Операционные усилители в интегральном исполнении

Схема, показанная на рис. 9.5, включает три основных каскада:

- (A_1) – входной дифференциальный каскад с комплексным коэффициентом передачи, имеющим размерность проводимости, другими словами, с проходной проводимостью y_{f1};
- (A_2) – усилитель с активной проходной проводимостью, ко входу и выходу которого подключены резисторы R_1 и R_2 и содержащий емкость обратной связи C. Весь этот каскад характеризуется проходным импедансом z_{f2};
- (A_3) – выходной усилитель, коэффициент усиления по напряжению A_3 которого обычно близок к единице.

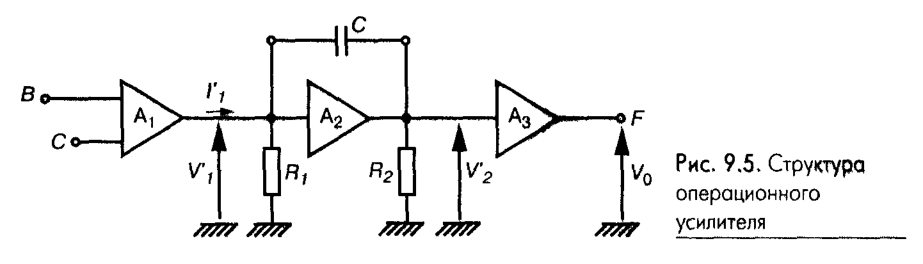


Рис. 9.5. Структура операционного усилителя

Поскольку величины комплексные, имеем:

$$\underline{I'_1} = -\underline{y_{f1}}(\underline{V_a} - \underline{V_b}), \quad \underline{y_{f1}} = g_{f1} / (1 + jf / f_1); \tag{9.5}$$

$$\underline{V'_2} = -\underline{z_{f2}}\underline{I'_1}, \quad \underline{z_{f2}} = \rho_{f2} / (1 + jf / f_2); \tag{9.6}$$

$$V_0 = A_3 \underline{y_{f1}}\underline{z_{f2}}(\underline{V_a} - \underline{V_b}). \tag{9.7}$$

Кроме того,

$$\underline{z_{f2}} = \rho_{f2} / [1 + j\omega C (R_1 + R_2 + \rho_{f2})]; \tag{9.8}$$

$$\rho_{f2} = g_{f2} R_1 R_2, \; f_2 = 1/2\pi C \rho_{f2} . \tag{9.9}$$

Для усилителей 741 или 748, например, эти параметры имеют значения

- $g_{f1} = 10^{-4}$ См, $R_1 = 10^6$ Ом, $R_2 = 10^5$ Ом;
- $g_{f2} = 10^{-2}$ См, $A_3 = 1$, следовательно, $\rho_{f2} = 10^9$ Ом и $A_{v0} = 10^5$;
- $f_1 = 10^6$ Гц и $f_2 = 50$ Гц при C = 3 пФ или 5 Гц при C = 30 пФ.

Асимптотическая АЧХ $\underline{A_{vd}}$ (рис. 9.6) в зависимости от величины C может иметь одну (например, при C = 30 пФ) или две (например, при C = =3 пФ) точки излома.

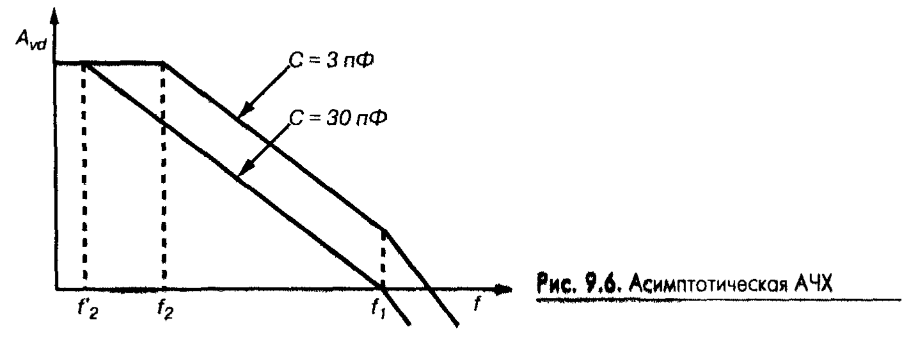


Рис. 9.6. Асимптотическая АЧХ

Во многих интегральных схемах существует возможность включить внешнюю емкость (рис. 9.5), чтобы значение C имело требуемую величину. В результате произведение коэффициента усиления на полосу изменяется. В общем случае асимптотическая АЧХ описывается уравнением

$$\underline{A_{vd}} = A_{v0} / (1 + jf / f_1)(1 + jf / f_2). \tag{9.10}$$

9.1.2. Характеристики при замкнутой петле ОС

Статический режим

Почти всегда можно обратиться к схеме, представленной на рис. 9.7. Предположив $1/C_{MR} = 0$, получим

$$V_0 = K\left[k_a E_a - k_b E_b + (1 - k_a)E'_a + V_p\right], \tag{9.11}$$

где

$$k_a = R'_a/(R_a + R'_a);\ k_b = R'_b/(R_b + R'_b);$$
$$\rho_a = R_a R'_a/(R_a + R'_a);\ \rho_b = R_b R'_b/(R_b + R'_b);$$
$$V_p = -V_{I0} - (\rho_a + r_a)I_a + (\rho_b + r_b)I_b;$$
$$V_p = -V_{I0} - (\rho_a + r_a + \rho_b + r_b)\,I_{I0}/2 - (\rho_a + r_a - \rho_b - r_b)I_{IB}.$$

Напряжение V_P представляет собой результирующее смещение на входе, и для минимизации влияния входного тока I_{IB} необходимо, чтобы выполнялось следующее равенство:

$$\rho_a + r_a = \rho_b + r_b.$$

Коэффициент усиления:

$$K = K_n(1 - \varepsilon_S),\ K_n = 1/(1 - k_b) = 1 + R'_b/R_b, \tag{9.12}$$

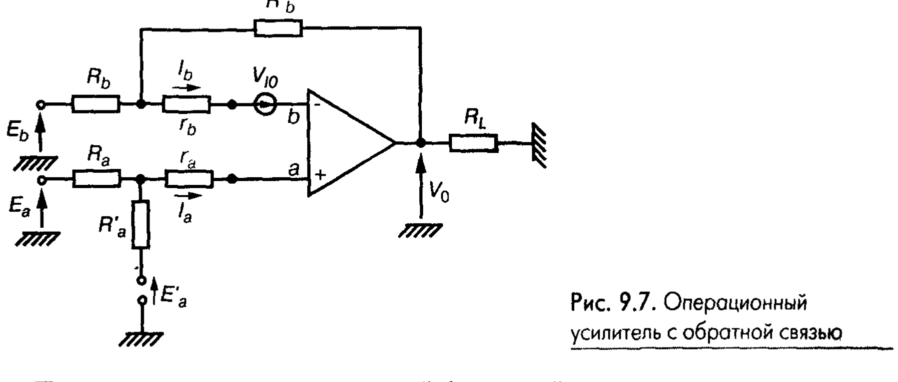


Рис. 9.7. Операционный усилитель с обратной связью

Поправка ε_S задается следующей формулой:

$$\varepsilon_S = \left[1 + \left(\rho_a + \rho_b + r_b + r_a\right)/r_{id}\right] K_n / A_{vd}. \quad (9.13)$$

Как видим, $\varepsilon_S \to 0$, если $1/A_{vd} \to 0$.

Общий режим при замкнутой петле ОС

Рассмотрим динамический режим для схемы, приведенной **на рис. 9.7**, и предположим, что*

$$v_0 = \Delta V_0,\ e_a = \Delta E_a,\ e_b = \Delta E_b,\ e_{id} = e_a - e_b,\ e_{cm} = \left(e_a + e_b\right)/2.$$

Коэффициент усиления дифференциального сигнала определяется формулой

$$A_{vf} = A_{vd}\left[\left(k_a + k_b\right)/2\right]\left[1 + \left(1 - k_b\right)A_{vd}\right], \quad (9.14)$$

то есть v_0 / e_{id}, где $e_{cm} = 0$.

Коэффициент усиления синфазного сигнала

$$A_{cf} = \left[A_{vd} / \left(1 + \left(1 - k_b\right)A_{vd}\right)\right]\left[\left(1 + 1/2C_{MR}\right)k_a - \left(1 - 1/2C_{MR}\right)k_b\right], \quad (9.15)$$

он определяется как отношение v_0 / e_{cm} при $e_{id} = 0$.

Тогда коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС), определяемый как отношение A_{vf}/A_{cf}, равен

$$1/C_{Rf} = A_{cf} / A_{vf} = 1/C_{MR} + 2\left(k_a - k_b\right)/\left(k_a + k_b\right). \quad (9.16)$$

Коэффициент ослабления, определяемый номиналами сопротивлений, чувствителен к их погрешностям. Если заданы относительные погрешности ε_a, ε_a', ε_b, ε_b' сопротивлений R_a, R_a', R_b, R_b', то

$$R_a = R\left(1 + \varepsilon_a\right),\ R'_a = R'\left(1 + \varepsilon'_a\right),\ R_b = R\left(1 + \varepsilon_b\right),\ R'_b = R'\left(1 + \varepsilon'_b\right).$$

Предположив, что $k = R'/\left(R + R'\right)$, получим

$$1/C_R = 2\left(k_a - k_b\right)/\left(k_a + k_b\right) = \left(1 - k\right)\left(\varepsilon'_a - \varepsilon_a + \varepsilon'_b - \varepsilon_b\right), \quad (9.17)$$

где $\varepsilon_a' - \varepsilon_a$, $\varepsilon_b' - \varepsilon_b$ – относительные погрешности отношений R_a'/R_a, R_b'/R_b.

* Сигналы e_{id} и e_{cm} называются соответственно *дифференциальным* и *синфазным* –*Прим ред*

9.2. Схемы усилителей

9.2.1. Усилитель типа (R) и типа (V)

Проходное сопротивление

Схема усилителя* приведена на рис. 9.8.

V_b, I_b и V_0 являются динамическими величинами.

Проходной импеданс определяется по формуле:

$$Z_f = V_0 / I_b = -R' A_{vd} / (1 + A_{vd}) = -R'(1 - \varepsilon_S), \quad (9.18)$$

где $\varepsilon_S = 1 / A_{vd}$ – поправка, учитывающая, что коэффициент усиления меньше бесконечности.

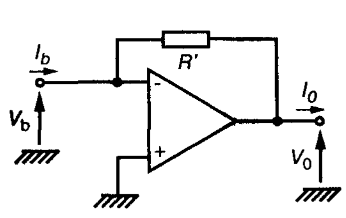


Рис. 9.8. Схема с проходным сопротивлением

Входное сопротивление рассчитывается по формуле

$$Z_1 = V_b / I_b = R' / (1 + A_{vd}). \quad (9.19)$$

Выходное сопротивление можно определить следующим образом:

$$Z_0 = V_0 / I_0 = R_0 / (1 + A_{vd}), \quad (9.20)$$

где R_0 – выходное сопротивление при разомкнутой петле ОС.

Аналоговый сумматор

При $R_1 >> R' / A_{vd} \ldots, R_n >> R' / A_{vd}$, получим

$$V_0 = -R'(E_1 / R_1 + E_2 / R_2 + \ldots + E_n / R_n). \quad \mathbf{(9.21)}$$

Схема типа (V)

Рассмотрим каскад** типа напряжение–напряжение, схема которого представлена на рис. 9.10.

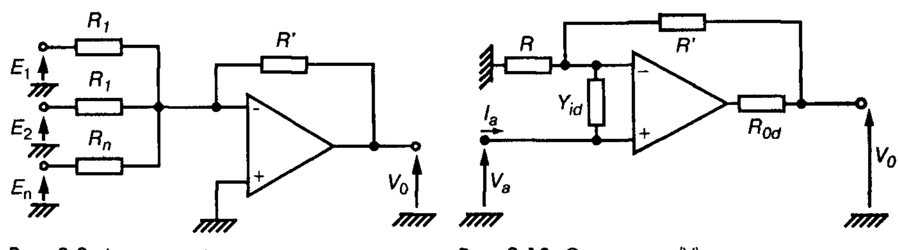


Рис. 9.9. Аналоговый сумматор

Рис. 9.10. Схема типа (V)

* Обычно данная схема называется *инвертирующим усилителем* на ОУ – *Прим ред*

** Обычно данная схема называется *неинвертирующим усилителем* на ОУ – *Прим ред.*

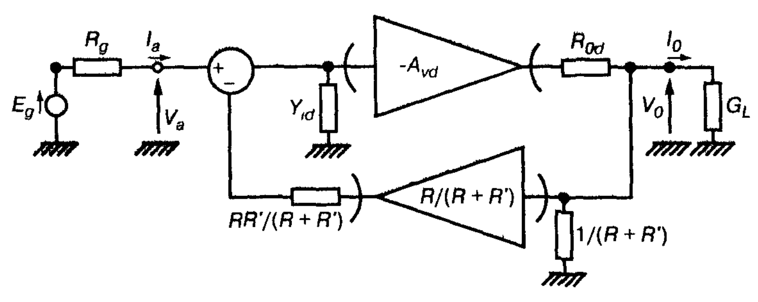


Рис. 9.11. Эквивалентная схема

На рис. 9.11 показана эквивалентная схема, в которой разделены ветви прямой и обратной передачи. Теперь достаточно лишь применить методы, описанные в предыдущей главе.

$$A_{va} = V_0 / V_a = \mathcal{T}_{gi}\mathcal{T}_{0L} A_d / (1 + \mathcal{T}_{gi}\mathcal{T}_{0L} A_d A_r).$$

Если $R_g = 0$, $G_L = 0$, то находим

$$\mathcal{T}_{gi} = 1/[1 + Y_{id} RR'/(R+R')], \ \mathcal{T}_{0L} = 1/[1 + R_{0d}/(R+R')], \ A_d = A_{vd},$$

$$A_r = R/(R+R')$$

Далее можно записать

$$A_{va} = (1+R'/R)/(1+\varepsilon_S) = (1+R'/R)(1-\varepsilon_S); \tag{9.22}$$

$$\varepsilon_S = (1+R'/R)[1+R_{0d}/(R+R')][1+Y_{id} RR'/(R+R')]/A_{vd},$$

где ε_S – поправка.

Входная или полная проводимость Y_{ia} задается формулой

$$\underline{Y_{ia}} = V_a / I_a = \underline{Y_{id}}/(-T) = \underline{Y_{id}} A_{va} / A_{vd}, \tag{9.23}$$

а выходное сопротивление можно оценить следующим образом:

$$R_0 = V_0 / I_0 = R_{0d}/(-T) = R_{0d} A_{va} / A_{vd}. \tag{9.24}$$

Усилитель – повторитель напряжения

Это частный случай схемы типа V.

Если считать, что R' = 0, то

$$A_{va} = 1 - \varepsilon_S, \quad \varepsilon_S = (1 + R_{0d}/R)/A_{vd}$$
$$\underline{Y_{ia}} = \underline{Y_{id}}/A_{vd}, \quad R_0 = R_{0d}/A_{vd}. \tag{9.25}$$

При R = 0 эти выражения примут вид:

$$A_{v0} = 1 - \varepsilon_S, \quad \varepsilon_S = (1 + Y_{id}R')/A_{vd} \approx 1/A_{vd}$$
$$\underline{Y_{ia}} = \underline{Y_{id}}/A_{vd}, \quad R_0 = R_{0d}/A_{vd}. \qquad (9\ 26)$$

9.2.2. Активная проходная проводимость

Эквивалентная схема

Рассмотрим схему, показанную на рис. 9.12.

Обычно принимают $Y_{id} = 0$, $R_0 = 0$.

Исходные уравнения имеют следующий вид:

$$I_1 = (V_1 - V_2)/R_1, \; I_2 = V_2/R_2 - (V_1 - V_2)/R_1 - V_0/R_2,$$
$$V_2 - R_1'V_0/(R_1' + R_2') = V_0/A_{vd}.$$

Положим, что $m = R_1/R_2$, $m(1+\varepsilon_R) = R_1'/R_2'$, $\varepsilon_V = (1+m)/A_{vd}$.

Тогда находим

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/R_1 & -1/R_1 \\ -1/R_1 & 1/R_1 - (1-\varepsilon_R)(1-\varepsilon_v)/R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}. \qquad (9\ 27)$$

Таким образом, приходим к схеме, представленной на рис. 9.13.

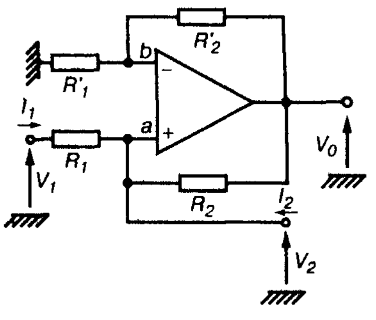


Рис. 9.12. Активная проводимость

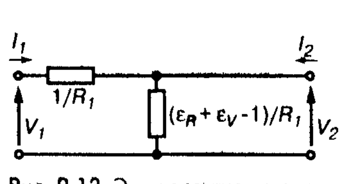


Рис. 9.13. Эквивалентная схема

Характеристики

Выражение $I_2 = -V_1/R_1 + [1/R_1 + (\varepsilon_R + \varepsilon_V - 1)/R_1]V_2$ показывает, что схема обладает активной проходной проводимостью, величина которой равна $1/R_1$, и выходной проводимостью

$$G_0 = (\varepsilon_R + \varepsilon_V)/R_1.$$

Входное сопротивление R_1, таким образом, очень невелико. Следовательно, чтобы улучшить входные характеристики, необходимо связать

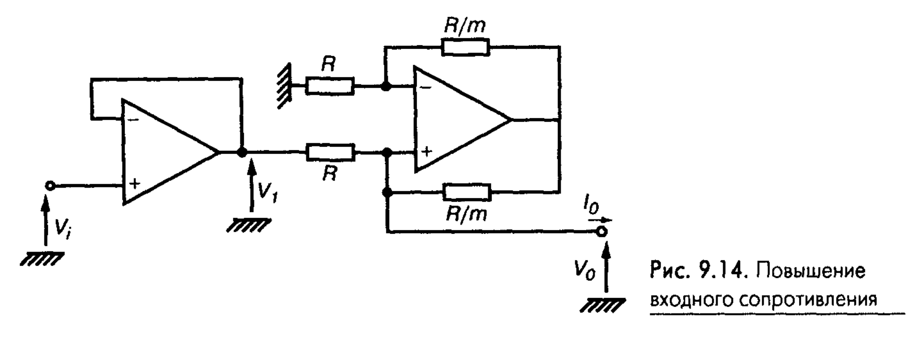


Рис. 9.14. Повышение входного сопротивления

его с усилителем-повторителем по напряжению в соответствии со схемой, показанной на рис. 9.14.

Полная входная проводимость в этом случае очень мала, кроме того

$I_0 = V_1 / R = V_i / R$.

9.2.3. Дифференциальная схема

Схема, представленная на рис. 9.15, позволяет выполнить балансировку, чтобы получить очень высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала.

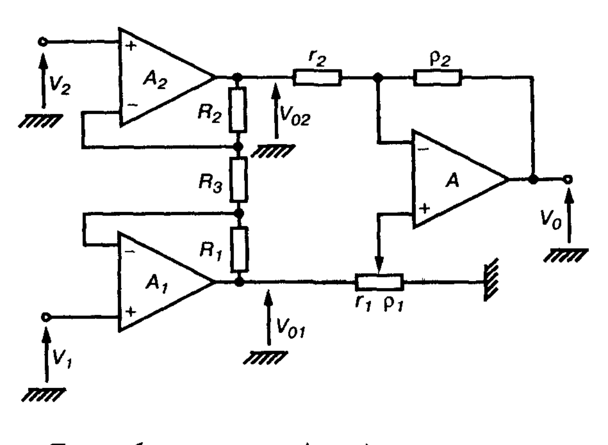


Рис. 9.15. Дифференциальная схема

Если оба усилителя A_1 и A_2, то

$$V_{01} = (V_1 - V_2) R_1 / R_3 + V_1, \; V_{02} = -(V_1 - V_2) R_2 / R_3 + V_2. \qquad (9.28)$$

Предположим, что

$$k_1 = \rho_1 / (r_1 + \rho_1), \; k_2 = \rho_2 / (r_2 + \rho_2).$$

Пусть C_{MR} – коэффициент ослабления при разомкнутой петле усилителя А.

Тогда получим:

$$V_0 = A_{vf}(V_1 - V_2) + A_{cf}(V_1 + V_2)/2,$$

где $A_{vf} = [2k_1R_1 + 2k_2R_2 + (k_1 + k_2)R_3]/2R_3(1 - k_2)$

$$A_{cf} = [k_1 - k_2 + (k_1 + k_2)/2C_{MR}]/(1 - k_2). \qquad (9.29)$$

Регулируем k_1 так, чтобы

$$k_1 - k_2 + (k_1 + k_2)/2C_{MR} = 0,$$

поскольку $k_1 \approx k, k_2 \approx k : V_0 = A_{vf}(V_1 - V_2)$,

где

$$A_{vf} = k(R_1 + R_2 + R_3)/R_3(1 - k) = (\rho_1/r_1)(1 + (R_1 + R_2)/R_3). \qquad (9.30)$$

9.2.4. Динамический режим при замкнутой петле ОС

Резистивная схема

Примем, что входной и выходной сигнал схемы, показанной на рис. 9.16, являются комплексными.

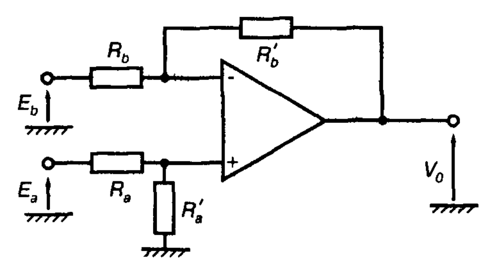


Рис. 9.16. Динамический режим

Тогда

$$\underline{V_0} = [\underline{A_{vd}}/(1 + (1 - k_b)\underline{A_{vd}})][k_a\underline{E_a} - k_b\underline{E_b}],$$

где

$$1 - k_b = R_b/(R_b + R'_b), k_a = R'_a/(R_a + R'_a).$$

Стабильность усилителя зависит от поведения параметра T, который определяется по формуле

$$\underline{T} = (1 - k_b)\underline{A_{vd}} = A_{v0}R_b/[(R_b + R'_b)(1 + jf/f_1)(1 + jf/f_2)].$$

Асимптотическая зависимость $\underline{T}$ от частоты f показана на рис. 9.17.

Для кривой C_1, где $T = A_{v0}R_b/(R_b + R'_b)$ на плоском участке, схема стабильна.

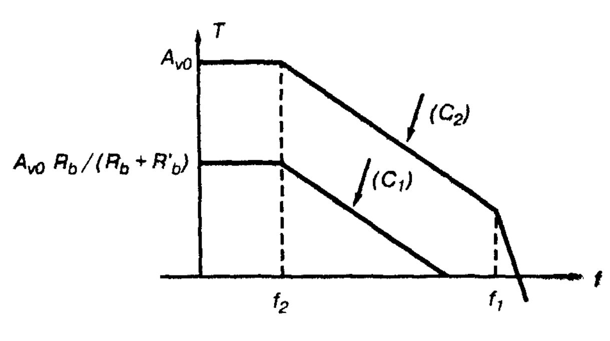


Рис. 9.17. Асимптотика T

В случае кривой C_2 при $R'_b = 0$, $T = A_{v0}$ и $f > f_1$, на плоском участке существует область, где $T > 1$ с наклоном $1/f^2$ или -12 дБ/октаву, схема нестабильна.

Следовательно, возникает необходимость регулировки емкости промежуточного каскада (см. раздел 9.1.1).

Частота среза при замкнутой петле ОС

Когда схема стабильна, после проведения соответствующей компенсации для рабочего участка можно записать

$$A_{vd} = A_{v0}/(1 + jf/f_2) = A_{v0}/(1 + jf/f_c).$$

Если $k_a = 1$, $E_b = 0$, A_{vf} – коэффициент усиления при замкнутой петле ОС

$$1/A_{vf} = E_a/V_0 = 1/\underline{A_{vd}} + (1 - k_b) = [(1 + A_{v0}R_b/(R_b + R'_b))(1 + jf/f'_c)]/A_{v0},$$

где

$$f'_c \approx f_c\,A_{v0}R_b/(R_b + R'_b).$$

Как видим,

$$(1 + R'_b/R_b)\,f'_c = A_{v0}f_c, \qquad (9.31)$$

где:

$f_c\,A_{v0}$ –*произведение коэффициента усиления на диапазон*;

f'_c – частота среза при замкнутой петле;

$1 + R'_b/R_b$ – усиление по напряжению при замкнутой петле со стороны входа a.

Следует отметить, что произведение коэффициента усиления на диапазон не изменяется при замыкании петли ОС.

Фазовая компенсация

Конденсатор C'_b включается параллельно резистору R'_b (рис. 9.18). Тогда

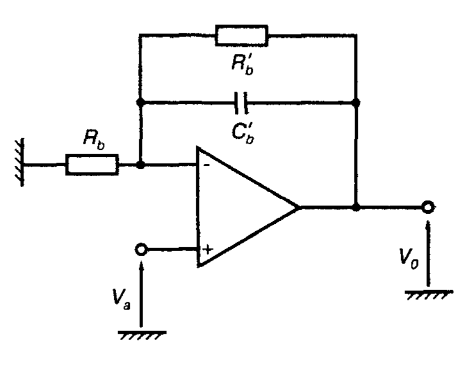


Рис. 9.18. Включение конденсатора в цепь обратной связи

$$\underline{V_0} = \underline{V_a}\,\underline{A_{vd}} \Big/ \left[1 + \underline{A_{vd}} R_b \Big/ \left(R_b + \underline{Z_b'}\right)\right],\ 1/\underline{Z_b'} = 1/R_b' + j\omega C_b'.$$

Коэффициент петлевого усиления

$$\underline{T} = \underline{A_{vd}} R_b \Big/ \left(R_b + \underline{Z_b'}\right).$$

Положим, что $T_0 = A_{v0} R_b / (R_b + R_b')$, тогда

$$\underline{T} = \left[T_0 \left(1 + j\omega C_b' R_b'\right)\right] \Big/ \left[\left(1 + jf/f_1\right)\left(1 + jf/f_2\right)\left(1 + j\omega C_b' R_b R_b' / \left(R_b + R_b'\right)\right)\right].$$

Учтем, что $1/f_1 = 2\pi C_b' R_b'$, $\left[2\pi C_b' R_b R_b' / \left(R_b + R_b'\right)\right] << 1/f_1$, тогда

$$\underline{T} \approx T_0 \Big/ \left(1 + jf/f_2\right). \qquad (9.32)$$

Схема стабильна. Можно использовать максимальное значение произведения коэффициента усиления на диапазон, задаваемое $A_{v0}\, f_2$.

9.3. Преобразователи импеданса

9.3.1. Преобразователи отрицательного импеданса NIC

Схема *преобразователя отрицательного импеданса NIC* показана на рис. 9.19. Примем $R_0 = 0$, $1/Z_{id} = 0$ и $\varepsilon_v = 1/A_{vd}$.

Тогда можно записать:

$$\begin{bmatrix} \underline{V_b} \\ \underline{I_b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \varepsilon_V & \varepsilon_V \underline{Z_a'} \\ -\varepsilon_V / \underline{Z_b'} & \underline{Z_a'}\left(1 + \varepsilon_V\right) / \underline{Z_b'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V_a} \\ \underline{I_a} \end{bmatrix}. \qquad (9.33)$$

Если $\varepsilon_v = 0$, то

$$\underline{Z_{1b}} = \underline{V_b} / \underline{I_b} = -\left(\underline{Z_b'} / \underline{Z_a'}\right) \underline{Z_a}. \qquad (9.34)$$

Обычно выбирают $\underline{Z_a'} = \underline{Z_b'}$ и $\underline{Z_{1b}} = -\underline{Z_a}$.

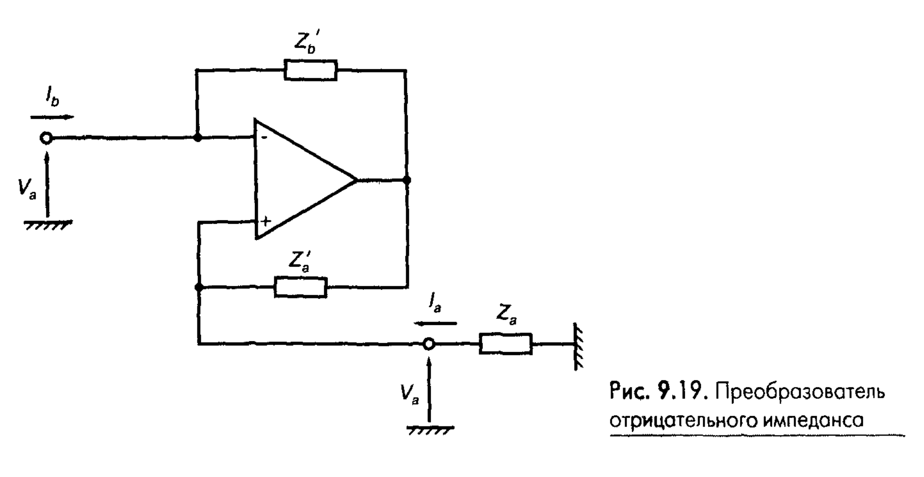


Рис. 9.19. Преобразователь отрицательного импеданса

9.3.2. Обобщенный преобразователь импеданса

В схеме обобщенного *преобразователя импеданса*, представленного на рис. 9.20, принимаем, что оба усилителя являются идеальными.

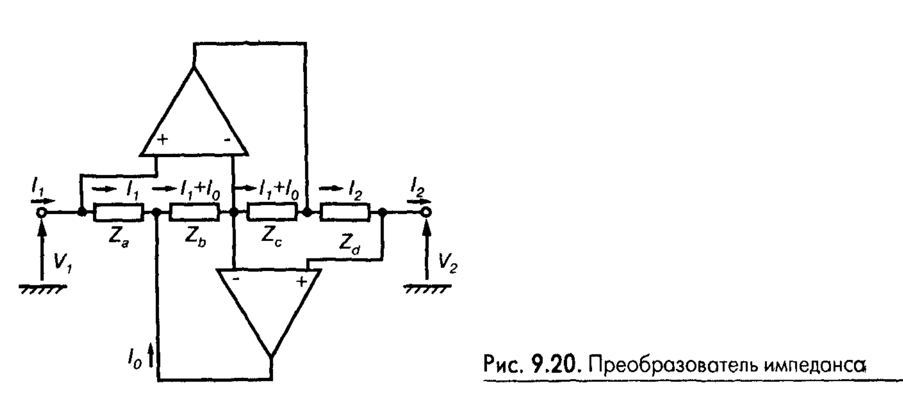


Рис. 9.20. Преобразователь импеданса

Тогда получаем

$$\begin{bmatrix} \underline{V_1} \\ \underline{I_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & Z_b Z_d / Z_a Z_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V_2} \\ \underline{I_2} \end{bmatrix}. \tag{9.35}$$

Если $\underline{V_2} = \underline{Z_L I_2}$, то можно записать:

$$\underline{Z_1} = \underline{V_1} / \underline{I_1} = \left(\underline{Z_a}\,\underline{Z_c} / \underline{Z_b}\,\underline{Z_d}\right)\underline{Z_L}\,. \tag{9.36}$$

В табл. 9.5 указан характер импедансов, полученных при $\underline{Z_L} = R_L$.

Таблица 9.5. Импедансы схемы на рис 9 20

Характер импедансов схемы				Z_I	Природа Z_I
Z_a	Z_b	Z_c	Z_d		
R_a	R_b	$1/j\omega C_c$	R_d	$R_aR_L/j\omega C_cR_bR_d$	Емкость C_I
R_a	$1/j\omega C_b$	R_c	R_d	$j\omega C_bR_aR_cR_L/R_d$	Индуктивность L_I
$1/j\omega C_a$	R_b	$1/j\omega C_c$	R_d	$R_L/(j\omega)^2C_aC_cR_bR_d$	

В результате получаем

$$C_I = C_cR_bR_d / R_aR_L \text{ или } L_I = C_bR_aR_cR_L / R_d.$$

9.3.3. Гиратор

Принцип работы

Условные обозначения гираторов приведены на рис. 9.21 и 9.22.

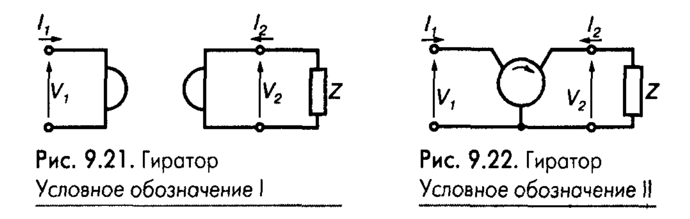


Рис. 9.21. Гиратор
Условное обозначение I

Рис. 9.22. Гиратор
Условное обозначение II

Для идеального *гиратора*:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -R \\ R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

или

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & +R \\ -R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix},$$

где R – *сопротивление гиратора.*

Если гиратор не является идеальным, то его матрица импедансов имеет следующий вид:

$$[Z] = \begin{bmatrix} \underline{z_1} & -R \\ +R & \underline{z_2} \end{bmatrix}. \quad (9.37)$$

Синтезировать гиратор можно с помощью:

- двух каскадов типа (G) с противоположной активной проходной проводимостью (рис. 9.23);
- двух преобразователей отрицательного импеданса (рис. 9.24).

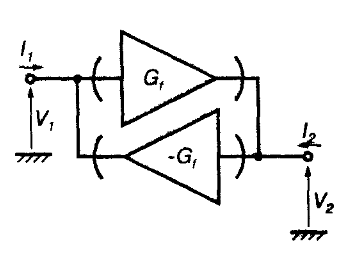


Рис. 9.23. Гиратор на двух усилителях типа (G)

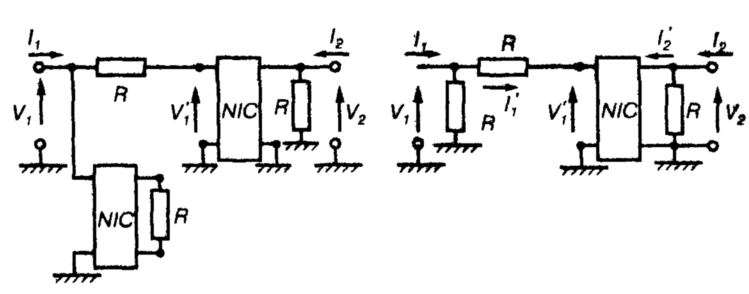


Рис. 9.24. Синтез с помощью двух преобразователей импеданса

Для случая, показанного на рис. 9.23, имеем

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & G_f \\ -G_f & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \Rightarrow [Z] = \begin{bmatrix} 0 & -1/G_f \\ +1/G_f & 0 \end{bmatrix},$$

сопротивление гиратора равно $1/G_f$.

Если рассматривать схему на рис. 9.24, имеем $V'_1 = V_2$ и

$$I_1 = V_1/(-R) + (V_1 - V_1')R = -V_1'/R = -V_2/R,$$

$$I_2 = V_2/R + I_2' = V_2/R + I_1' = V_2/R + (V_1 - V_2)/R = V_1/R,$$

$V_1 = R\,I_2$ и $V_2 = -R\,I_1$.

Преобразование эквивалентных схем

Преобразование П-образной *ячейки* в Т-образную можно выполнить в соответствии со схемами, представленными на рис. 9.25.

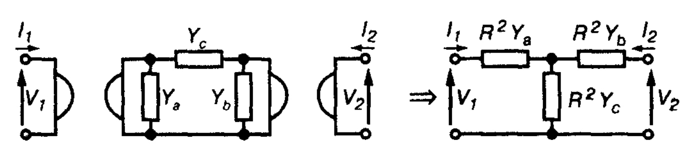


Рис. 9.25. Эквивалентное преобразование ячейки из П-образной в Т-образную

R – общее сопротивление гиратора,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^2(Y_a + Y_c) & R^2 Y_c \\ R^2 Y_c & R^2(Y_b + Y_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \qquad (9.38)$$

Преобразование T-образной ячейки в П-образную можно выполнить в соответствии со схемами, представленными на рис. 9.26.

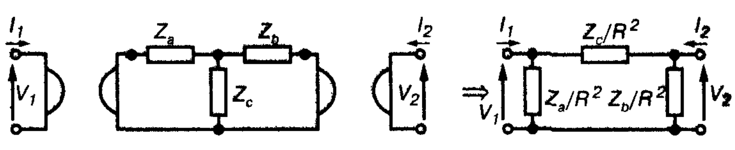


Рис. 9.26. Эквивалентное преобразование ячейки из T-образной в П-образную

Получаем

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_a + Z_c)/R^2 & -Z_c/R^2 \\ -Z_c/R^2 & (Z_b + Z_c)/R^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}. \qquad (9.39)$$

Рис. 9.27. Гиратор, нагруженный на конденсатор

Наиболее распространен простой вариант, когда гиратор нагружен на емкость C (рис. 9.27).

Если гиратор не является идеальным и описывается формулой (9.37), то

$$\underline{Z_1} = \underline{V_1}/\underline{I_1} = z_1 + R^2/(Z_2 + 1/j\omega C),$$

а если он идеальный, то

$$\underline{Z_1} = j\omega CR^2. \qquad (9.40)$$

Таким образом, емкость C преобразуется в индуктивность $L=CR^2$.

Преобразования коэффициентов передачи

На рис. 9.28 и 9.29 показано преобразование источника напряжения в источник тока и наоборот.

R – сопротивление гиратора.

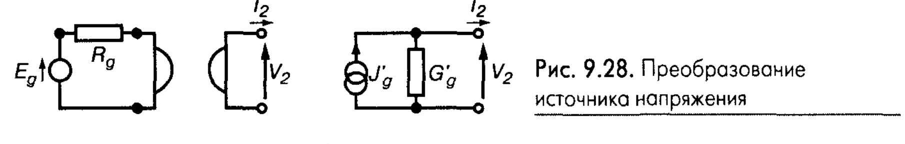


Рис. 9.28. Преобразование источника напряжения

$$J'_g = E_g / R,\ G'_g = R_g / R^2. \tag{9.41}$$

Аналогично

$$E'_g = RJ_g,\ R'_g = R^2 G_g. \tag{9.42}$$

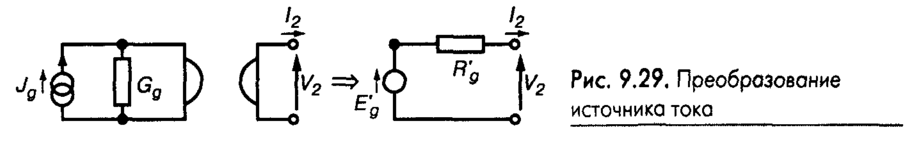


Рис. 9.29. Преобразование источника тока

Рис. 9.30 и 9.31 иллюстрируют преобразование усилителей типа (R) в усилитель типа (G) и наоборот.

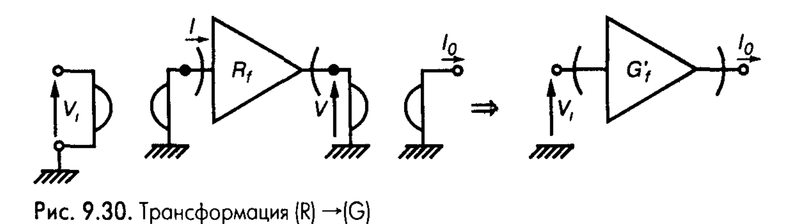


Рис. 9.30. Трансформация (R) →(G)

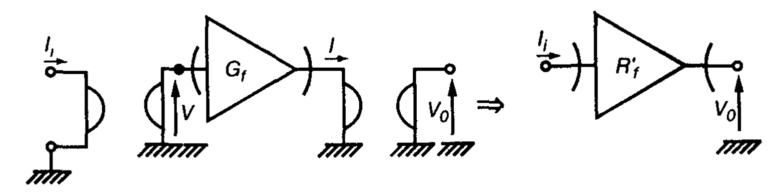


Рис. 9.31. Преобразование (G) → (R)

Следовательно, $V = R_f I$ и $I_0 = G_f' V_i$,
где

$$G'_f = R_f / R^2. \tag{9.43}$$

В случае преобразования, представленного на рис. 9.31, выражения имеют вид

$I = G_f V$ и $V_0 = R_f' I_i$,

где

$$R'_f = R^2 G_f. \qquad (9.44)$$

9.4. Активные фильтры

9.4.1. Схема Рауха

Основная схема представлена на рис. 9.32.

Ветви с полными проводимостями Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, Y_5 содержат либо резистор, либо конденсатор. В табл. 9.6 представлены типы фильтров, получаемых в зависимости от характера каждой выбранной ветви.

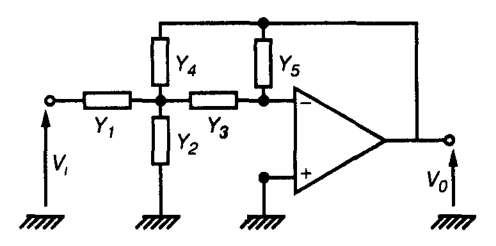


Рис. 9.32. Схема Рауха

Если предположить, что усилитель является идеальным, общее выражение для коэффициента передачи записывается следующим образом:

$$\mathcal{T}(p) = V_0 / V_i = (-Y_1 Y_3) / [Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4]. \qquad (9.45)$$

Таблица 9.6 Типы активных фильтров

Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Тип фильтра
$1/R_1$	$p\,C_2$	$1/R_3$	$1/R_4$	$p\,C_5$	Фильтр нижних частот (PL_2) второго порядка
$p\,C_1$	$1/R_2$	$p\,C_3$	$p\,C_4$	$1/R_5$	Фильтр верхних частот (PH_2) второго порядка
$1/R_1$	$p\,C_2$ или $1/R_2$	$p\,C_3$	$p\,C_4$	$1/R_5$	Полосовой фильтр
$p\,C_1$	$p\,C_2$ или $1/R_2$	$1/R_3$	$1/R_4$	$p\,C_5$	Полосовой фильтр

Используемые электрические величины являются комплексными. Переходим к рассмотрению трех основных случаев:

- в случае *фильтра нижних частот*:

$$Y_1 = 1/R_1,\ Y_2 = pC_2,\ Y_3 = 1/R_3,\ Y_4 = 1/R_4,\ Y_5 = pC_5,$$

$$\mathcal{T}(p) = \mathcal{T}_0 \Big/ \left(1 + 2a\tau p + \tau^2 p^2\right), \qquad \mathbf{(9.46)}$$

где

$$\tau = \sqrt{C_2 C_5 R_3} R_4,\ \mathcal{T}_0 = -R_4/R_1,$$

$$a = \left[\sqrt{C_5} / 2\sqrt{C_2}\right]\left[\sqrt{R_3R_4} / R_1 + \sqrt{R_3} / \sqrt{R_4} + \sqrt{R_4} / \sqrt{R_3}\right]. \qquad (9.47)$$

Выбрав единичное усиление, что выгодно с точки зрения произведения полосы на коэффициент усиления, и предположив, что

$$R_1 = R_3 = R_4 = R,\ C_5 = mC,\ C_2 = C / m,$$

можно получить

$$\tau = RC,\ \mathcal{T}_0 = -1,\ a = 3m / 2;$$

- в случае *фильтра верхних частот*:

$$Y_1 = pC_1,\ Y_2 = 1 / R_2,\ Y_3 = pC_3,\ Y_4 = pC_4,\ Y_5 = 1 / R_5,$$

и

$$\mathcal{T}(p) = \mathcal{T}_\infty \tau^2 p^2 / \left(1 + 2a\tau p + \tau^2 p^2\right), \qquad (9.48)$$

где

$$\tau = \sqrt{C_3C_4R_2R_5},\ \mathcal{T}_\infty = -C_1 / C_4,$$

$$a = \left[\sqrt{R_2} / 2\sqrt{R_5}\right]\left[C_1 / \sqrt{C_3C_4} + \sqrt{C_3} / \sqrt{C_4} + \sqrt{C_4} / \sqrt{C_3}\right]. \qquad (9.49)$$

Если опять выбрать единичное усиление, как в предыдущем случае, и предположить, что

$$C_1 = C_3 = C_4 = C,\ R_5 = R/m,\ R_2 = mR,$$

то

$$\tau = RC,\ \mathcal{T}_\infty = -1,\ a = 3m/2.$$

Для того чтобы получить *полосовой фильтр*, можно, например, выбрать:

$$Y_1 = 1/R_1,\ Y_2 = 1/R_2,\ Y_3 = pC_3,\ Y_4 = pC_4,\ Y_5 = 1/R_5$$

и

$$\mathcal{T}(p) = \left[\mathcal{T}_M (p/\omega_0 Q)\right] / \left[1 + (p/\omega_0 Q) + (p/\omega_0)^2\right], \qquad (9.50)$$

где

$$1/\omega_0 = \left(\sqrt{C_3C_4}\sqrt{R_1R_2R_5}\right) / \left(\sqrt{R_1 + R_2}\right),$$

$$\mathcal{T}_M = \left(-C_3R_5\right) / \left(C_3 + C_4\right)R_1,$$

$$1/Q = \Delta\omega_0/\omega_0 = \left[\left(\sqrt{C_3} / \sqrt{C_4} + \sqrt{C_4} / \sqrt{C_3}\right)\sqrt{R_1R_2}\right] / \left[\sqrt{R_5}\sqrt{R_1 + R_2}\right]. \qquad (9.51)$$

Удобно принять $C_3 = C_4 = C$. В результате получаем

$$1/\omega_0 = C\sqrt{R_1R_2R_5}/\sqrt{R_1+R_2}\,; \tag{9.52}$$

$$\mathscr{T}_M = -R_5/2R_1,\ \Delta\omega_0 = 2/CR_5\,.$$

9.4.2. Схема Саллена–Ки

В общей схеме, представленной на рис. 9.33, используется положительная обратная связь, усилитель включен в прямом направлении и имеет коэффициент усиления по напряжению A.

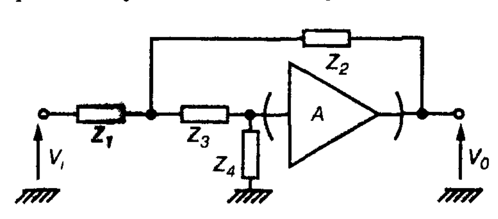


Рис. 9.33. Фильтр Саллена–Ки

Если используемый усилитель по напряжению является идеальным, то

$$\mathscr{T}(p) = V_0/V_i = AZ_2Z_4/\left[(1-A)Z_1Z_4 + Z_1(Z_2+Z_3) + Z_2(Z_3+Z_4)\right], \tag{9.53}$$

где импедансы являются комплексными.

В распространенном частном случае A = 1. Если каждая ветвь содержит только резистор или только конденсатор, то в соответствии с табл. 9 7 можно получить либо фильтр нижних частот, либо фильтр верхних частот.

Таблица 9.7. Типы фильтров

Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Тип фильтра
R_1	$1/pC_2$	R_3	$1/pC_4$	Фильтр нижних частот, PL_2
$1/pC_1$	R_2	$1/pC_3$	R_4	Фильтр верхних частот, PH_2

Таким образом, для фильтра нижних частот

$$\tau = \sqrt{C_2C_4R_1R_3},\ \mathscr{T}_0 = 1,$$

$$a = \left(\sqrt{C_4}/2\sqrt{C_2}\right)\left(\sqrt{R_1}/\sqrt{R_3}\right) + \left(\sqrt{R_3}/\sqrt{R_1}\right). \tag{9.54}$$

Если принять $R_1 = R_3 = R$, то

$$\tau = 1/\omega_0 = R\sqrt{C_2C_4},\ a = \sqrt{C_4}/\sqrt{C_2}\,. \tag{9.55}$$

В случае фильтра верхних частот имеем

$$\tau = \sqrt{C_1C_3R_2R_4},\ \mathscr{T}_\infty = 1,$$

$$a=\left(\sqrt{R_2}/2\sqrt{R_4}\right)\left(\sqrt{C_1}/\sqrt{C_3}\right)+\left(\sqrt{C_3}/\sqrt{C_1}\right). \qquad (9.56)$$

Приняв $C_1 = C_3 = C$, получим

$$\tau = C\sqrt{R_2 R_4},\ a = \sqrt{R_2}/\sqrt{R_4}. \qquad (9.57)$$

9.4.3. Режекторный фильтр

Режекторный фильтр можно получить путем соединения фильтров различных типов или соединения преобразователя отрицательного импеданса и резистивно емкостных цепей.

На рис. 9.34 показано, как построить такой фильтр на базе полосового фильтра:

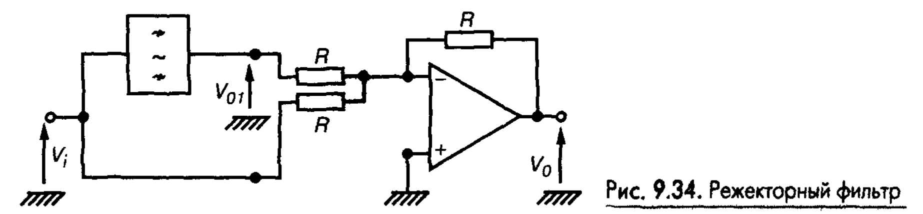


Рис. 9.34. Режекторный фильтр

$$V_{01} = -V_i\,2a\tau p/\left(1+2a\tau p+\tau^2p^2\right),\ V_0 = -\left(V_{01}+V_i\right).$$

Из этих выражений получаем:

$$V_0/V_i = -\left(1+\tau^2p^2\right)/\left(1+2a\tau p+\tau^2p^2\right). \qquad (9.58)$$

Центральная частота подавляемого диапазона задаётся формулой $\omega_c = 1/\tau$.

9.4.4. Фазовый фильтр или фазовращатель

Для того чтобы получить фазовращатель первого или второго порядка, используют усилитель в стандартном режиме в соответствии со схемой на рис. 9.35.

Если усилитель является идеальным, то

$$V_0/V_i = \left[\left(Z_b+Z'_b\right)/Z_b\right]/\left[Z'_a/\left(Z_a+Z'_a\right) - Z'_b\left(Z_b+Z'_b\right)\right].$$

Предположив, что $Z'_b / Z_b = m_b$, находим

$$\mathscr{T}(p) = V_0/V_i = \left(Z'_a - m_b Z_a\right)/\left(Z'_a + Z_a\right).$$

Для режекторного фильтра первого порядка

$Z_b = Z'_b = R_b$, следовательно, $m_b = 1$,

$Z_a = 1/pC$, $Z_a = R$.

Соответственно,

$$\mathcal{T}(p) = -(1 - pCR)/(1 + pCR). \qquad (9.59)$$

Для гармонических сигналов $p = j\omega$, имеем

$$\mathcal{T}(j\omega) = (\exp j\pi)(\exp(-2j\varphi)) = \exp(j\psi),$$

где

$$\mathrm{tg}\psi = -2\omega CR/(1 - \omega^2C^2R^2). \qquad (9.60)$$

В этих условиях получаем типичный график зависимости ψ от ωCR, показанный на рис. 9.36.

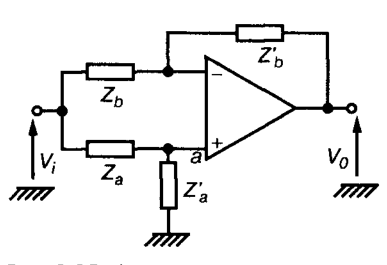


Рис. 9.35. Фазовращатель

Рис. 9.36. Фазочастотная характеристика

Чтобы получить режекторный фильтр второго порядка, можно использовать схему, представленную на рис. 9.37.

Положим, что:

$$m_b = R'_b/R_b,\ m_a = R'_a/R_a,\ \tau_a = R_aC_a,\ \tau'_a = R'_aC'_a.$$

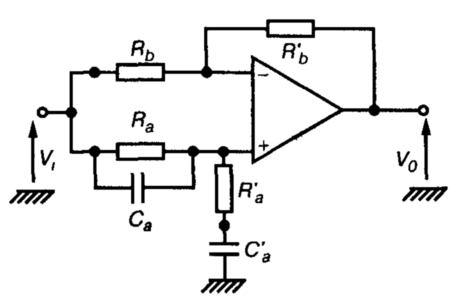


Рис. 9.37. Режекторный фильтр второго порядка

Тогда

$$\mathcal{T}(p) = V_0/V_i = [(1 + p\tau'_a)(1 + p\tau_a) - pm_b\tau'_a/m_a]/[(1 + p\tau'_a)(1 + p\tau_a) + p\tau'_a/m_a]. \qquad (9.61)$$

Следует выполнить условие

$$-(\tau_a + \tau'_a + \tau'_a/m_a) = \tau_a + \tau'_a - m_b\tau'_a/m_a.$$

В частном случае возможен вариант, при котором

$\tau_a = \tau'_a = \tau.$

Отсюда следует, что $m_b = 1 + 4m_a$

и

$$\mathcal{T}(p) = \left(1 - 2a\tau p + \tau^2 p^2\right) / \left(1 + 2a\tau p + \tau^2 p^2\right), \qquad (9.62)$$

где $a = 1 + 1/2\ m_a$.

В гармоническом режиме $p = j\omega$, $\mathcal{T}(j\omega) = e^{j\psi}$,

где

$$\tan\psi = -4a\tau\omega\left(1 - \omega^2\tau^2\right) / \left(\omega^2\tau^2 + 2a\tau\omega - 1\right)\left(\omega^2\tau^2 - 2a\tau\omega - 1\right).$$

Типичная кривая изменения ψ в зависимости от $\omega\tau$ представлена на рис. 9.38.

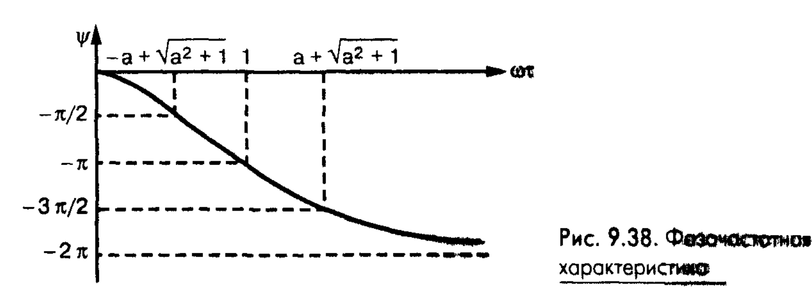


Рис. 9.38. Фазочастотная характеристика

9.4.5. Корректирующие фильтры и интеграторы

Общая схема, рассматриваемая в динамическом режиме, приведена на рис. 9.39.

Примем следующие упрощающие предположения: $1/Z_{id} = 0$, $Z_0 = 0$, а утверждение $1/A_{vd} = 0$ действительно только в некоторых случаях. Удобно использовать эквивалентную схему, представленную на рис. 9.40.

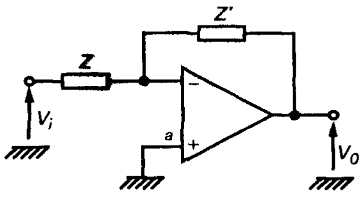


Рис. 9.39. Схема фильтра в общем виде

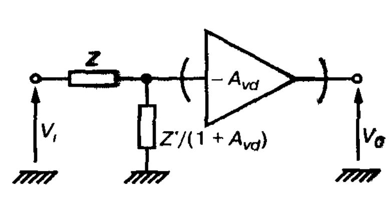


Рис. 9.40. Более удобная эквивалентная схема

В табл. 9.8 приведены четыре основные типа передаточных характеристик, широко используемые на практике. Для этих типов характеристик на рис. 9.41–9.44 показаны асимптотические АЧХ $\mathcal{T} = V_0/V_i$.

Таблица 9.8. Типы передаточных характеристик

Составляющие импедансов		**Коэффициент передачи $\mathcal{T} = V_0/I_i$**	**Характер полученного фильтра**
Z	**Z'**		
$Z = R$	$1/Z' = pC'$	$-A_{vd}/(1+p\tau)$, $\tau = A_{vd}RC'$	Интегратор
$1/Z = pC$	$Z' = R'$	$-A_{vd}p\tau/(1+p\tau)$, $\tau = CR'/A_{vd}$	Дифференциатор
$Z = R$	$Z' = r' + \dfrac{R'}{1+pC'R'}$	$\dfrac{-(R'+r')(1+p\tau_2)}{R(1+p\tau_1)}$ $\tau_1 = C'R'$ $\tau_2 = C'R'r'/(R'+r')$	Полуинтегратор $\tau_1 \gg \tau_2$
$Z = r + \dfrac{R}{1+pCR}$	$Z' = R'$	$\dfrac{-R'(1+p\tau_2)}{(R+r)(1+p\tau_1)}$ $\tau_1 = CRr/(R+r)$ $\tau_2 = CR$	Полудифференциатор $t_1 \ll t_2$

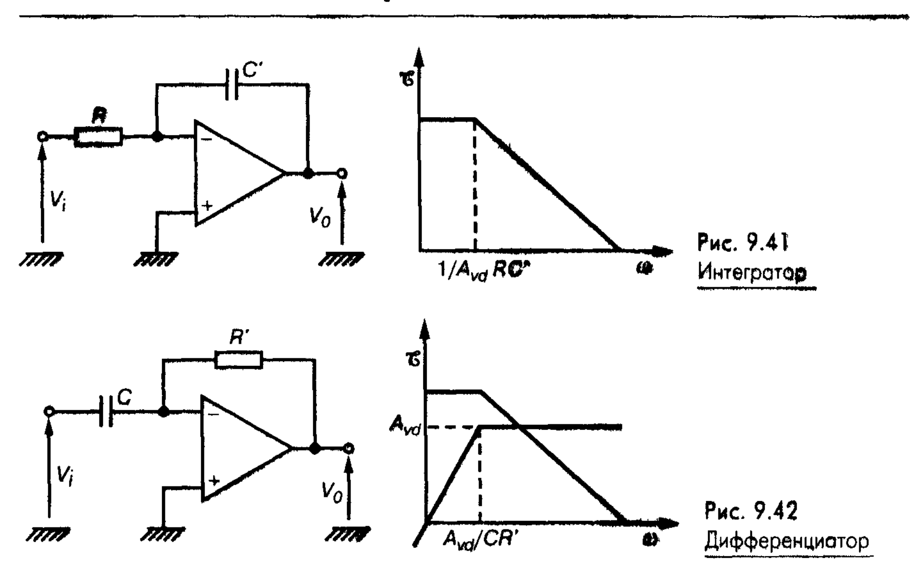


Рис. 9.41 Интегратор

Рис. 9.42 Дифференциатор

9.5. Стандарты

9.5.1. Стандарты NF C

Частные спецификации представлены в стандарте NF C 86-100, а также CECC 90-202, размеры корпусов – в стандарте NF C 96-028. В приложении 1 приведены размеры и маркировка некоторых корпусов.

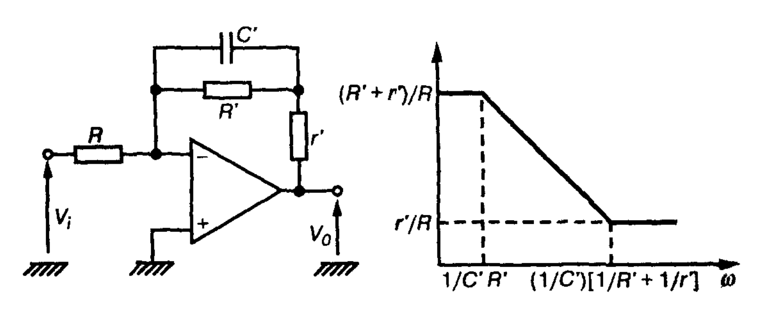


Рис. 9.43. Полуинтегратор

В стандарте UTE C 96-110 рассматриваются методы измерения характеристик.

Добавления к стандарту UTE C 96-111 касаются микросхем для различных климатических условий.

Таблица 9.9. Стандарты

Книга	Диапазон температур, °C	Указанные модели			
M	–55 / +125	MAM 0709, MAM 0709 A	MAM 0741 S, MAM 0741	MAM 0101 S, MAM 0101 A	MAM 0107 S, MAM 0107
F	25 / +85	MAF 0741 T,	MAF 0201 A, MAF 0201 T	MAF 0207, MAF 0207 T	
L	0 / +70	MAL 0709 B, MAL 0709, MAL 0356	MAL 0741 B, MAL 0741, MAL 0357	MAL 748 G, MAL 0748, MAL 0380	MAL 0301 A, MAL 0307, MAL 0381

9.5.2. Сравнительные характеристики некоторых ОУ

Таблица 9.10. Параметры микросхем

Параметры	MAM 0709	MAL 0709	MAM 0741 S, MAM 0741	MAF 0741 T	MAL 0741, MAL 0748
$\|V_{i0}\| \leqslant$	6 мВ	10 мВ	6 мВ	7,5 мВ	7,5 мВ
$\propto V_{i0} \leqslant$	20 мкВ/°C	40 мкВ/°C	20 мкВ/°C	30 мкВ/°C	30 мкВ/°C
$\|I_{i0}\| \leqslant$	500 нА при –55 °C	750 нА при 0 °C	500 нА при –55 °C	300 нА при –25 °C	300 нА при 0 °C
A_{vd}	25 000 –70 000	⩾ 15 000 при 25 °C	⩾ 50 000 при 25 °C	⩾ 20 000 при 25 °C	⩾ 20 000 при 25 °C

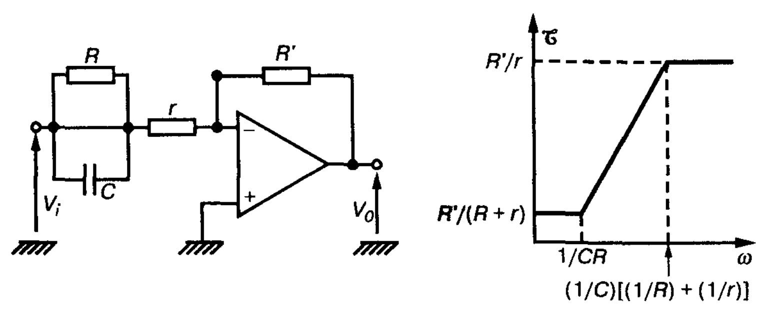


Рис. 9.44. Полудифференциатор

Таблица 9.11. Параметры микросхем

Параметры	MAM 0101 S, MAM 0101 A, MAM 0107	MAF 201 A, MAF 201 T	MAL 0301 A, MAL 0307
$\|V_{ю}\|$ <	3 мВ	3 мВ	10 мВ
$\|I_{ю}\|$ <	20 нА при –55 °C	20 нА при –55 °C	70 нА при 0 °C
A_{vd}	≥ 50 000 при 25 °C	≥ 50 000 при 25 °C	≥ 25 000 при 25 °C

9.5.3. Назначение выводов и типы корпусов

Большинство выпускаемых микросхем ОУ относится к цилиндрическому, плоскому или бескорпусному типу. Они имеют 8, 10 или 14 выводов (см. приложение).

В табл. 9.12 расшифрованы условные обозначения выводов ОУ.

Выводы А, Е и Н могут использоваться для построения цепей частотной коррекции или для стабилизации напряжения смещения с помощью внешнего потенциометра.

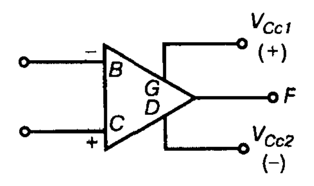


Рис. 9.45. Название выводов операционных усилителей

9.6. Характеристики ОУ при высоком уровне сигнала

9.6.1. Измерительная схема

См. стандарты UTE C 96-043 и CEI 748-3.

Схемы на ОУ используются в коммутаторах, аналоговых ключах, при аналого-цифровом преобразовании сигналов. Во всех случаях требуется

Таблица 9.12. Цоколевка

Функция вывода	Символ	Номер вывода			
		цилиндрический корпус типа CD с 8 выводами	корпуса плоские типа FA-FG, FB-FH с 10 выводами	корпус плоский типа FC с 14 выводами	типа DB-DC, корпус вставляемый с 14 выводами
Инвертирующие входы	A B	2	3	4	4
Неинвертирующие входы	C	3	4	5	5
Отрицательное напряжение (V_{Cc2})	D E	4	5	6	6
Выход	F	6	7	10	10
Положительное напряжение (V_{Cc1})	G H	7	8	11	11

передать входной сигнал на выход без искажений; при этом коэффициент усиления должен быть равен 1 или −1. Измерительная схема, которую можно использовать для этих целей, показана на рис. 9.46.

9.6.2. Измеряемые параметры

Если на вход схемы подать ступенчатый импульс большой амплитуды $v_1(t) = -U_1\Upsilon(t)$, то при $U_1 = 10$ В, например, график выходного напряжения $v_0(t)$ будет таким, как показано на рис. 9.47.

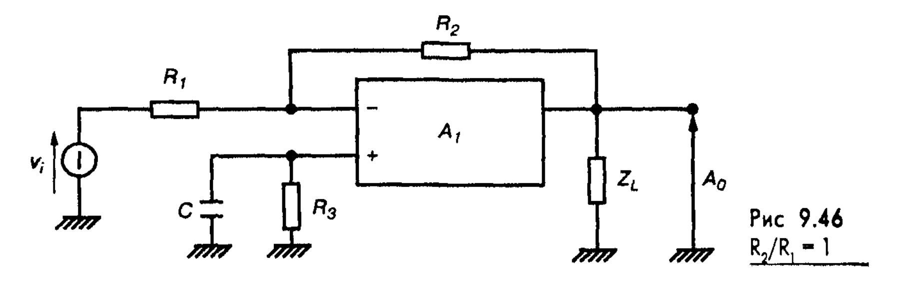


Рис 9.46
$R_2/R_1 = 1$

Основные временные параметры:

t_d – время задержки;
t_r – время возрастания выходного сигнала;
$t_{пр}$ – время установления колебаний.

При $t > t_d + t_r + t_{пр}$ $v_0 = U_0$ выше $\pm \varepsilon$.

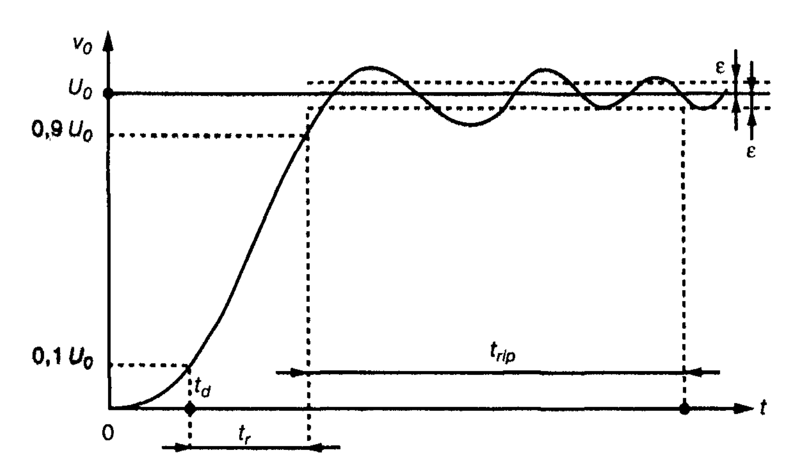


Рис. 9 47 Реакция операционного усилителя на входное напряжение в виде ступеньки с большой амплитудой

Часто рассматривают dv_0/dt при $t \in [t_d, t_d + t_r]$. Его максимальное значение S_{VOM} называется максимальным наклоном.

9.6.3. Микромощные ОУ

У операционных усилителей, приведенных в табл. 9.9 и 9.11, S_{VOM} редко превышает 1 В/мкС.

У микромощных ОУ, так называемых *быстродействующих*, S_{VOM} может превышать 100 В/мкС. Кроме того, у этих усилителей произведение коэффициента усиления на диапазон выше 100 МГц.

В каталоге «Аналоговые устройства» (Analog Device) за 1992 год, например, для усилителей AD 810, AD 811, AD 9617, AD 9618 указывается S_{VOM} > 1 000 В/мкС.

ГЛАВА 10. ПОРОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

10.1. Основные разновидности

Пороговые устройства представляют собой элементы или электронные схемы, у которых идеализированная выходная характеристика имеет кусочно-линейный вид, а рабочая ветвь ВАХ обладает, по крайней мере, одной точкой перегиба. Широко используются следующие пороговые устройства:

- *симметричный ограничитель* с выходным напряжением (рис. 10.1) или выходным током (рис. 10.2);
- *компаратор* (рис. 10.3);
- *идеальный выпрямитель* (рис. 10.4).

Показанные условные обозначения не стандартизированы, хотя часто встречаются в технической литературе.

В табл. 10.1 приведены выражения для определения выходных сигналов I_0 или V_0 в зависимости от входного напряжения V_i.

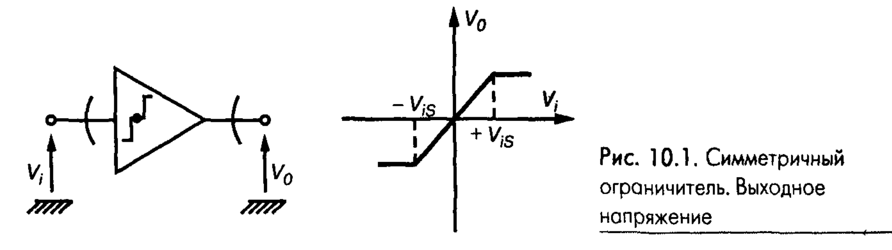


Рис. 10.1. Симметричный ограничитель. Выходное напряжение

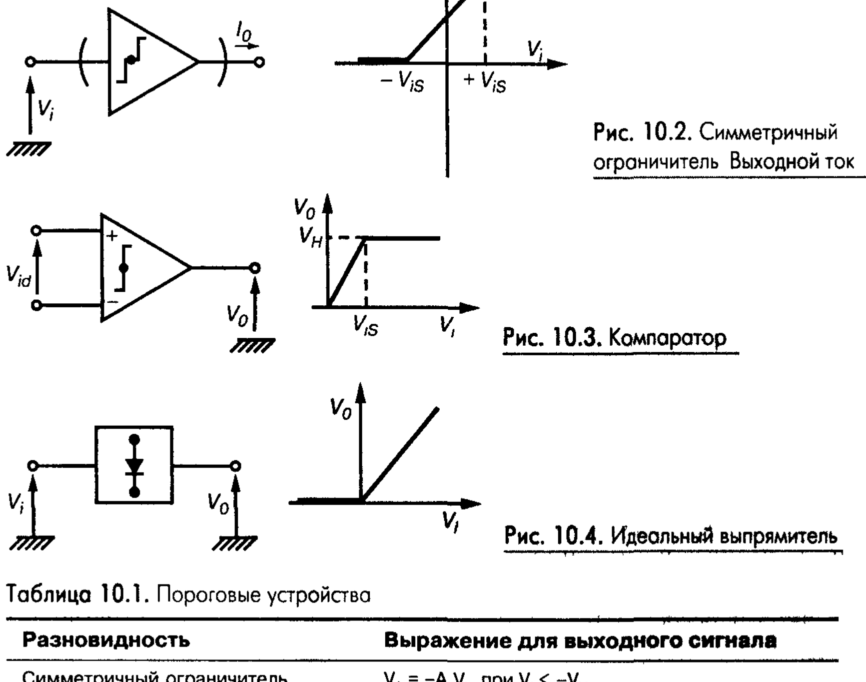


Рис. 10.2. Симметричный ограничитель Выходной ток

Рис. 10.3. Компаратор

Рис. 10.4. Идеальный выпрямитель

Таблица 10.1. Пороговые устройства

Разновидность	Выражение для выходного сигнала
Симметричный ограничитель Выходное напряжение	$V_0 = -A_v V_{iS}$ при $V_i < -V_{iS}$ $V_0 = A_v V_i$ при $-V_{iS} \leqslant V_i \leqslant +V_{iS}$ $V_0 = +A_v V_{iS}$ при $V_i > V_{iS}$
Симметричный ограничитель Выходной ток	$I_0 = 0$ при $Vi < -V_{iS}$ $I_0 = g_f V_i + I/2$ при $-V_{iS} \leqslant V_i \leqslant +V_{iS}$ $I_0 = I$ при $V_i \geqslant V_{iS}$
Компаратор	$V_0 = 0$ при $V_{id} < 0$ $V_0 = A_v V_{id}$ при $0 \leqslant V_{id} \leqslant V_{iS}$ $V_0 = A_v V_{iS} = V_H$ при $V_{id} > V_{iS}$
Идеальный выпрямитель	$V_0 = 0$ при $V_i \leqslant 0$ $V_0 = A_v V_i$ при $V_i > 0$

10.2. Симметричный ограничитель

10.2.1. Характеристики. Ограничитель с выходным током

Для построения ограничителя используется дифференциальный **каскад** (рис. 10.5).

Если транзисторы Q_1 и Q_2 идентичны, то

$$\begin{cases} R(I_1 - I_2) + E_T \ln(I_1/I_2) = V_1 - V_2 = V_{id} \\ I_1 + I_2 = I\,. \end{cases} \qquad (10.1)$$

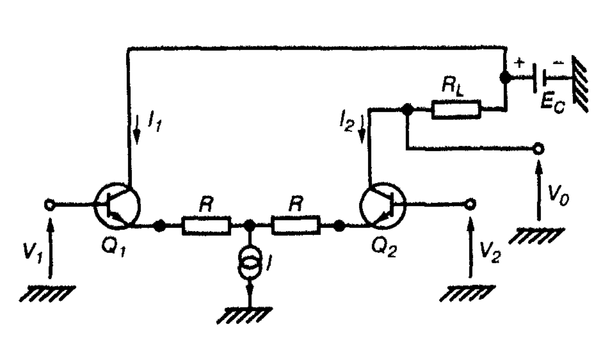


Рис. 10.5. Ограничитель тока

Типичные зависимости токов I_1 и I_2 от напряжения V_{id} представлены на рис 10.6.

Кривые C_1 и C_2, показывающие изменения токов I_1 и I_2, можно аппроксимировать кусочно-линейными кривыми Δ_1 и Δ_2.

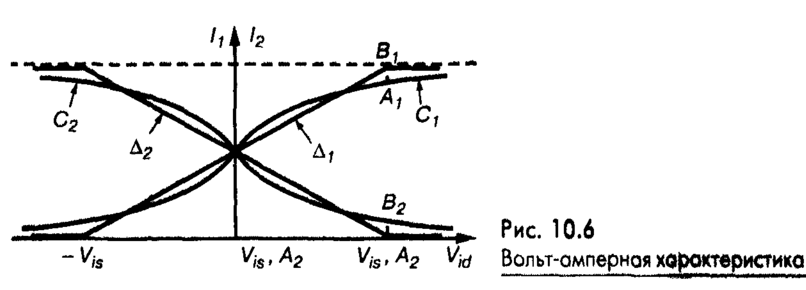


Рис. 10.6
Вольт-амперная характеристика

Пороговое напряжение вычисляется по формуле

$$V_{is} = RI + 4E_T. \tag{10.2}$$

Верно следующее равенство: $A_2B_2 = A_1B_1 = I\exp(-4) < 2I \times 10^{-2}$.

График зависимости выходного напряжения V_0 от времени при синусоидальном входном сигнале V_{id} представлен на рис 10 7.

Транзистор Q_2 не должен находиться в состоянии насыщения, поэтому должно выполняться неравенство:

$$E_C - R_L I > V_d,$$

где значение V_d обычно находится в диапазоне 0,5–1 В

10.2.2. Схемы пороговых устройств

При каскадировании можно использовать непосредственную (рис. 10.8) или емкостную связь (рис 10.9) между каскадами; второй вариант предпочтительней

Оба каскада идентичны каскаду, представленному на рис. 10.5, следовательно,

$$V_0 = R_L(I_1 - I_2) = R_L g\left[|V + V| - |V - V|\right] \tag{10.3}$$

Рис. 10.7. Работа ограничителя напряжения

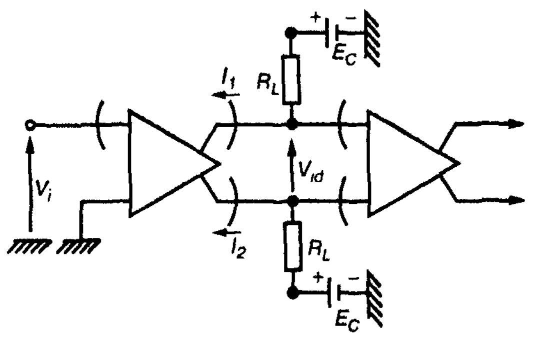


Рис. 10.8. Непосредственное соединение каскадов

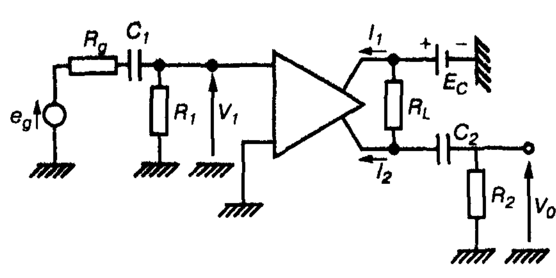


Рис. 10.9. Емкостное соединение

Если $e_g = E_g \cos\omega t$, то необходимо выполнение следующего неравенства:

$$\begin{cases} \omega C_1(R_g + R_1) >> 1 \\ \omega C_2(R_L + R_2) >> 1 . \end{cases} \quad (10\,4)$$

10.3. Компаратор

10.3.1. Принципиальные схемы компараторов

Простой компаратор содержит три основных каскада **(рис. 10.10)**.

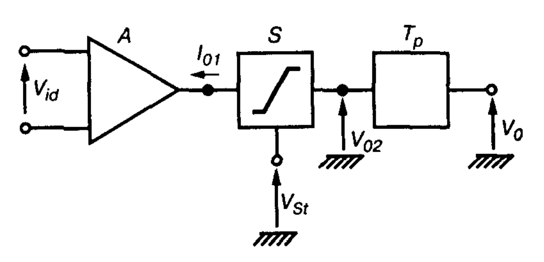


Рис. 10.10 Компаратор

Первый каскад А представляет собой усилитель с дифференциальными входами, выходной ток которого I_{01} в стабилизированном режиме может принимать только два значения $I_{01} = 0$ и $I_{01} = I_{0M}$ – максимальное значение. Второй каскад S – это элементарное пороговое устройство, управляемое опорным напряжением V_{St} так, чтобы в стабилизированном режиме напряжение V_{02} принимало только два значения: $V_{02} = V_Z$ для низкого уровня и $V_{02} = V_z + V_{St}$ для высокого уровня. Третий каскад T_p является устройством *сдвига уровня*, при этом $V_0 = V_{02} - V_p$.

Для формирования опорного напряжения можно использовать стабилитрон (рис 10 11)

Если $V_1 > V_z + V_{BE}$, где V_z – напряжение стабилизации, то транзистор Q открыт (находится в насыщении), а напряжение V_{02} равно V_Z. На диод D подано обратное напряжения $V_Z - V_{St}$, где $V_{St} < V_Z$, значит, он остается запертым

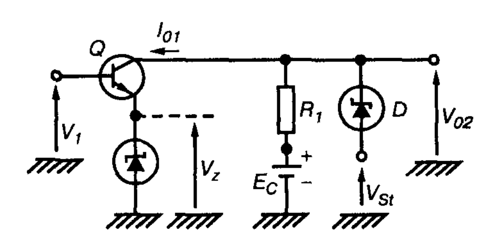


Рис. 10.11. Пороговое устройство на стабилитроне

Из этого следует, что $V_{02} = V_Z$.

При $V_1 < V_z + V_{BE}$ транзистор Q закрыт (режим отсечки), а $I_{01} = 0$. Поскольку $E_C > V_z + V_{St}$, стабилитрон D проводит в обратном направлении; таким образом, $V_{02} = V_z + V_{St}$.

Для сдвига уровня выходного напряжения можно использовать одну из схем, представленных на рис. 10.12 и 10.13.

В первом случае $V_0 = V_{02} - V_{BE} - V_Z$, во втором $V_0 = V_{02} - V_{BE} - RI$.

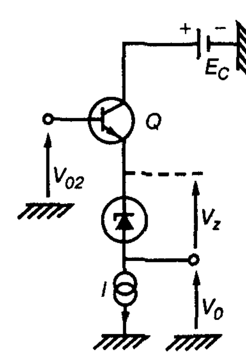


Рис. 10.12. Выходной каскад компаратора I

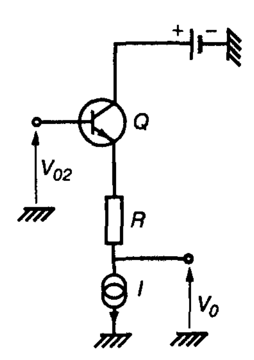


Рис. 10.13 Выходной каскад компаратора II

10.3.2. Характеристики и разновидности компараторов

Основными характеристиками являются

- напряжение и ток смещения на входе: V_{10}, I_{10},
- напряжение высокого уровня V_H, низкого уровня V_L;
- коэффициент усиления по напряжению на линейном **участке A_v = $\Delta V_0 / \Delta V_{id}$**;
- постоянная времени t_r.

Постоянная времени измеряется путем приложения к входу ступенчатого импульса определенной амплитуды и измерения времени установления выходного напряжения V_0 с V_H на V_L или наоборот.

Для определения постоянной времени t_r необходимо рассмотреть две точки кривой, соответствующие 10% и 90% амплитуды колебания (рис. 10.14).

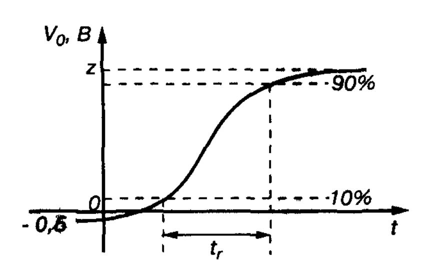


Рис. 10 14. Типичная временная характеристика компаратора

Для простого компаратора (микросхема 710), имеем V_H = 3–4 В, V_L = = –1–0 В, A_v = 1000–3000, t_r = 40 нс при импульсе 100 мВ и перегрузке 5 мВ.

Микросхема 711 представляет собой двойной компаратор. Его функциональная схема показана на рис. 10.15.

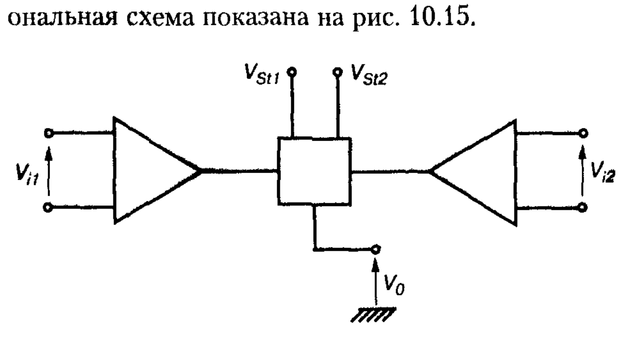


Рис. 10.15. Компаратор на основе микросхемы 711

Если $V_{i1} > 0$, $V_{i2} < 0$, $V_0 = V_{St1}$;
$V_{i1} < 0$, $V_{i2} > 0$, $V_0 = V_{St2}$;
$V_{i1} > 0$, $V_{i2} > 0$,
V_0 равно максимальному значению изV_{St1} и V_{St2}.

10.3.3. Применение

На рис. 10.16 и 10.17 представлены два примера использования компаратора: триггер Шмитта и детектор уровня с управляемыми величинами напряжений высокого и низкого уровня.

Рис 10.16 Триггер Шмитта

Рис. 10.17. Детектор уровня

Для триггера Шмитта выходная характеристика имеет гистерезис, характеризуемый уравнением $V_{i1} \approx V_{0H}R_1/(R_1+R_2)$.

Высокий и низкий выходные уровни детектора на рис. 10.17 управляются соответственно напряжениями на входах V_{iH} и V_{iL}. Для выходного напряжения V_0 получаем следующие значения: $V_i > V_{iH}$, $V_0 = V_{St1}$; $V_i < V_{iL}$, $V_0 = V_{S2}$ и $V_0 \approx 0$ при $V_{iL} < V_i < V_{iH}$ (см. рис. 10 18).

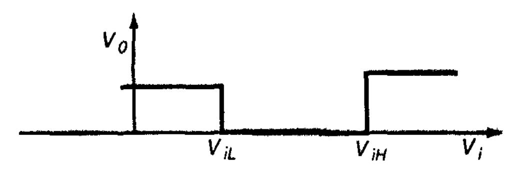


Рис. 10.18. Характеристика детектора

10.4. Соединение операционных усилителей и диодов

10.4.1. Использование отрицательного проходного сопротивления

Используя диод в цепи обратной связи, можно выполнить одну из схем, представленных на рис 10.19 и 10.20.

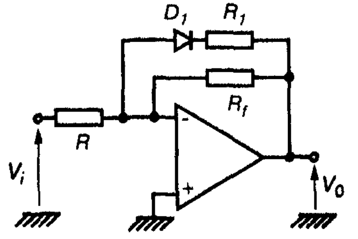


Рис. 10.19. Включение диода в цепь обратной связи

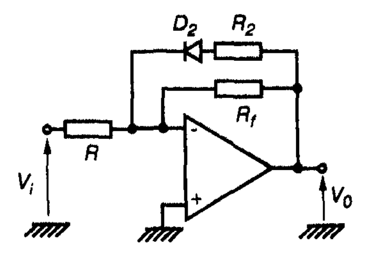


Рис. 10.20. Диод в цепи обратной связи

Если усилитель и диоды D_1 и D_2 являются идеальными, можно получить выходные характеристики, показанные на рис. 10.21 и 10.22.

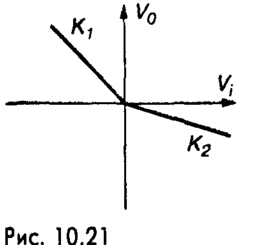


Рис. 10.21 Выходная характеристика схемы 10 19

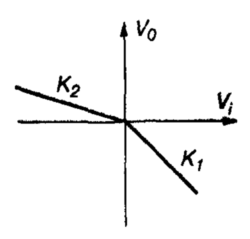


Рис. 10.22 Выходная характеристика схемы 10 20

В обоих случаях прямая K_1 представляет усиление по напряжению без влияния диода: $K_1 = -R_f/R$.

Для схемы на рис. 10.19 усиление K_2 определяется формулой $K_2 = -r_f/R$, где $r_f \approx R_1 R_f/(R_1 + R_f)$.

Для схемы на рис. 10 20 этот параметр равен $K_2 = -r_f/R$, где $r_f \approx R_2 R_f/(R_2 + R_f)$.

10.4.2. Идеальный выпрямитель

На реальном диоде в прямом включении падает напряжение V_D, что приводит к искажению характеристики выпрямителя, особенно заметному при детектировании сигналов низкого уровня. Схема, приведенная на рис. 10.23, позволяет получить выходную характеристику (рис. 10.24), где пороговый уровень V_s близок значению V_D / A_{vd}, то есть очень мал при достаточно большом коэффициенте усиления.

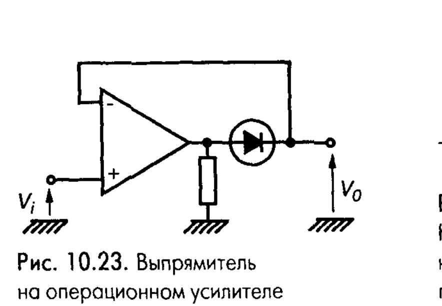


Рис. 10.23. Выпрямитель на операционном усилителе

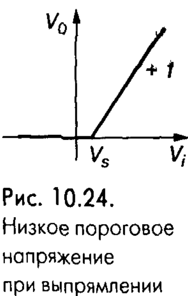


Рис. 10.24. Низкое пороговое напряжение при выпрямлении

10.4.3. Пиковый детектор

Высокоэффективный пиковый детектор можно построить на базе двух операционных усилителей (рис. 10.25).

Предположим, что диоды D_1 и D_2 с близкими характеристиками имеют падения напряжения соответственно V_{D1} и V_{D2} в проводящем направлении и внутренние сопротивления r_{d1} и r_{d2}. Необходимо выполнить следующее неравенство: $R_2 \gg R_1$.

Допустим, что $V_i(t) = E_i \Upsilon(t)$ – ступенчатый импульс амплитудой E_i.

В несбалансированном режиме диод D заперт, а диоды D_1 и D_2 открыты. Отсюда следует, что

$$V_i(t) - (V_{D1} + V_{D2})/A_{vd} = V_0 + [C(r_{d1} + r_{d2})/A_{vd}][dV_0/dt],$$

где A_{vd} – усиление по напряжению первого каскада.

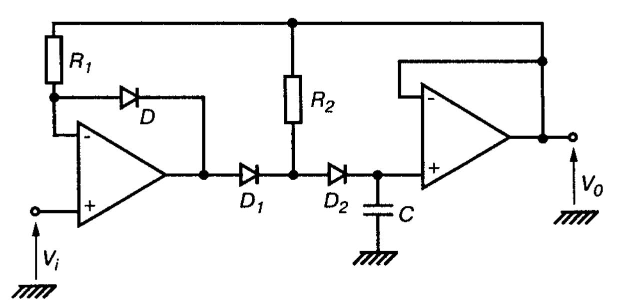


Рис. 10 25
Пиковыи детектор

В переходном режиме:

$$V_0(t)=(E_1-V_S)[1-\exp(-t/\tau)]+V_S,$$

где

$$V_S=(V_{D1}+V_{D2})/A_{vd},$$

$$\tau=(r_{d1}+r_{d2})C/A_{vd}.$$

Постоянная времени нагрузочной емкости C, таким образом, очень невелика, а влиянием пороговых напряжений диодов можно пренебречь.

Диод D стабилизирует рабочую точку при завершении переходного режима.

ГЛАВА 11. УМНОЖИТЕЛИ И ПОТЕНЦИИРУЮЩИЕ СХЕМЫ

11.1. Основные характеристики

11.1.1. Разновидности умножителей

Рассматриваемые устройства имеют три внешних вывода, на первые два подаются входной сигнал и управляющее напряжение, а с третьего снимается выходной сигнал.

Существует два основных типа умножителей. Первые выполняют умножение самих сигналов, а вторые позволяют получить произведение некоторых функций этих сигналов. Поскольку выходной величиной является напряжение V_0 или ток I_0, то для умножителей первого типа получаем:

$$V_0 = K_V(V_x + V_{xd})(V_y + V_{yd}) + V_{0d}; \tag{11.1}$$

$$I_0 = K_I(V_x + V_{xd})(V_y + V_{yd}) + I_{0d}, \tag{11.2}$$

где V_{xd} и V_{yd} – это напряжения на входах **x** и **y**; V_{0d} – выходное напряжение умножителя, показанного на рис. 11.1, а I_{0d} – выходной ток умножителя на рис. 11.2.

Используемые условные обозначения представлены на рис. 11.1 и 11.2. K_V и K_I представляют собой *коэффициенты умножения.*

Для умножителей второго типа можно записать

$$V_0 = K_V F(V_x) G(V_y) \text{ или } I_0 = K_I F(V_x) G(V_y). \tag{11.3}$$

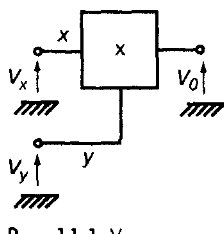


Рис. 11.1. Умножитель напряжений

Рис. 11.2. Умножитель токов

Обычно функции F (V_x) и G (V_y) являются линейными.

11.1.2. Схемы умножителей

Для построения умножителя обычно используются дифференциальные каскады, например, показанные на рис. 11.3 и 11.4.

Для схемы на рис. 11.3

$$I_1 - I_2 = 2V_y/R_y \text{ при } I_1 + I_2 = 2I; \tag{11.4}$$

следовательно,

$$I_1 = I_S \exp[(E_C - V_1)/E_T], \; I_2 = I_S \exp[(E_C - V_2)/E_T],$$

$$I_1/I_2 = \exp[(V_2 - V_1)/E_T] = \exp(V_a/E_T). \tag{11.5}$$

Для схемы на рис. 11.4

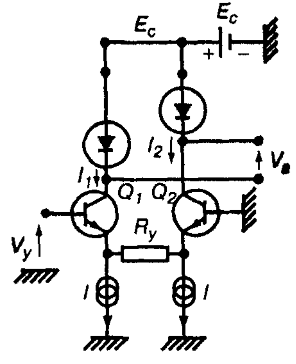


Рис. 11.3. Дифференциальная схема с диодами

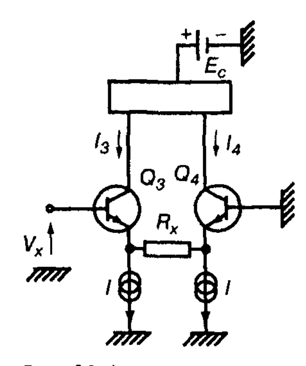


Рис. 11.4 Дифференциальная схема

$$I_3 - I_4 = 2V_x / R_x$$

Для двойной дифференциальной схемы, приведенной на рис. 11.5,

$$\begin{cases} I_a = I_3/[1+\exp(V_a/E_T)] = I_2 I_3/2I, \\ I_b = I_3/[1+\exp(-V_a/E_T)] = I_1 I_3/2I, \\ I_c = I_4/[1+\exp(-V_a/E_T)] = I_1 I_4/2I, \\ I_d = I_4/[1+\exp(V_a/E_T)] = I_2 I_4/2I. \end{cases} \quad (11.6)$$

Для умножения напряжений V_x и V_y достаточно получить линейную комбинацию четырех полученных токов (рис. 11.6)

$$V_0 = -R_L[(I_b + I_d) - (I_a + I_c)] = -R_L(I_1 - I_2)(I_3 - I_4)/2I$$
$$V_0 = -R_L(2V_y/R_y)(2V_x/R_x)(1/2I) \quad (11.7)$$
$$V_0 = K_V V_x V_y \text{ при } K_V = -2R_L/(IR_x R_y).$$

Коэффициент K_v определяется выбором номиналов R_x, R_y и R_L.

Обычно $|K_V| \in [0{,}1, 1]$. Значения напряжений V_0, V_x, V_y выражены в вольтах.

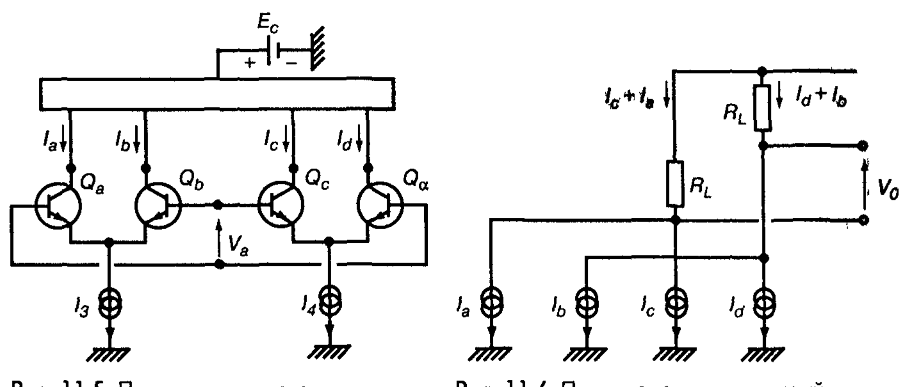


Рис. 11.5. Перемножение токов

Рис. 11.6. Перемножение напряжений

11.2. Применение умножителей. Модуляторы и смесители

11.2.1. Модулятор Motorola MC-1496-B

Это устройство собрано на основе микросхемы, представленной на рис. 11.7.

Примем обычные упрощающие предположения: пренебрежимо малый ток базы и идентичные транзисторы каждой из дифференциальных ветвей. Для токов I_1 и I_2 верны равенства:

$I_2 + I_1 = 2I,\ I_2 - I_1 = 2V_S/R_e$,

где V_S – входное напряжение,

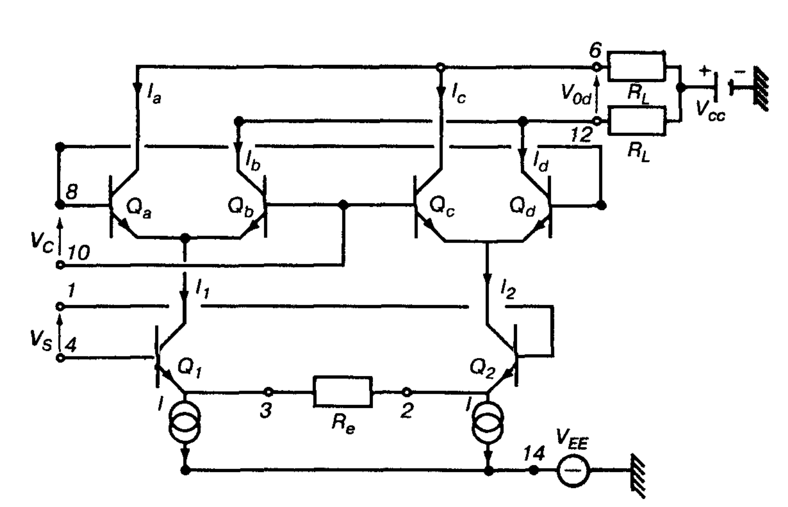


Рис 11 7. Модулятор Motorola MC 1496 B

$$I_a = I_1 \Big/ \left[1 + \exp\left(\frac{-V_c}{E_T}\right)\right],\ I_b = I_1 \Big/ \left[1 + \exp\left(\frac{V_c}{E_T}\right)\right],$$

$$I_c = I_2 \Big/ \left[1 + \exp\left(\frac{V_c}{E_T}\right)\right],\ I_d = I_2 \Big/ \left[1 + \exp\left(\frac{-V_c}{E_T}\right)\right],$$

$$V_{0d} = -R_L\left(I_a + I_c - I_b - I_d\right).$$

Тогда

$$V_{0d} = R_L \frac{2V_S}{E_T} \operatorname{th} \frac{V_c}{2E_T}, \qquad (11.8)$$

где V_C – управляющее напряжение;

$$\operatorname{th} \frac{V_c}{2E_T} = \left[\exp\left(\frac{V_c}{E_T}\right) - 1\right] \Big/ \left[\exp\left(\frac{V_c}{E_T}\right) + 1\right] \in [-1, +1]$$

при $|V_C| \ll E_T$, то есть $|V_C| < 5$ мВ,

$$V_{0d} \cong \frac{R_L}{R_e}\frac{V_s V_C}{E_T},\ E_T \approx 25\text{мВ}.$$

Нумерация выводов показана на рис. 11.8.

При $|V_C| \gg 100$ мВ значение $th(V_C/2E_T)$ равно + 1 или – 1 в зависимости от знака V_C. Таким образом, заменяя напряжения V_S и V_C на $v_S(t)$ и $v_C(t)$, запишем

$$v_{0d}(t) = (R_L/R_e)v_S(t)\text{sgn}\,v_C(t),$$

где sgn = ±1 в зависимости от знака $n_C(t)$. Для более детальной информации см. инструкцию по применению* Motorola AN 531.

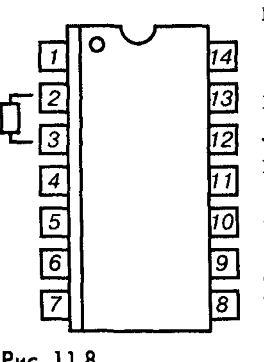


Рис. 11.8
Нумерация выводов

11.2.2. Аналоговая амплитудная модуляция

Для реализации *амплитудного модулятора* достаточно скомбинировать:

- умножитель (M);
- сумматор с двумя входами (S), например, на операционном усилителе;
- фильтр (F) низких частот PL_2 или PH_2, если необходимо подавить определенные составляющие сигнала.

Схема модулятора приведена на рис. 11.9.

Запишем следующие уравнения

$$V_y = k_S V_S + k_1 E_1,$$

$$V_0 = K V_x V_y,$$

где K – коэффициент умножения M;

V_x – модулируемый сигнал $V_x = E_p \cos\omega_p t$;

V_S – модулирующий сигнал $V_S = E_S \cos\omega_S t$;

обычно $\omega_S \ll \omega_p$.

В результате получим формулу для расчета выходного напряжения

$$V_0 = E_0(1 + m_a \cos\omega_S t)\cos\omega_p t. \qquad (11.9)$$

Такой сигнал называется *амплитудно-модулированным* (*АМ-сигнал*), а величина m_a – *коэффициентом амплитудной модуляции*:

$$E_0 = K k_1 E_p E_1,\ m_a = k_S E_S / k_1 E_1. \qquad (11.10)$$

* AN 531 (Application Note 531) Фирмы – производители электронных приборов публикуют сборники статей по методике применения своих изделий в различных устройствах Для электронных компонентов Motorola эти статьи доступны в электронном виде на официальном сайте www mot com – *Прим ред*

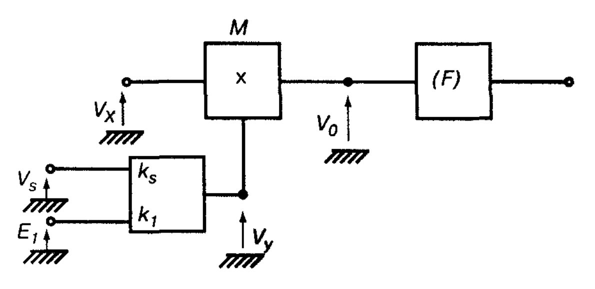


Рис. 11.9. Модулятор

Значение m_a можно регулировать меняя E_S или k_S, при этом напряжение E_0 может оставаться постоянным.

Для схемы, показанной на рис. 11.7, обозначив

$$v_C = U_C \cos\omega_p t,\ \ v_S = U_S \cos(\omega_S t + \varphi_S),$$

при $U_C \gg 100$ мВ получим

$$v_{0d}(t) = K v_S(t) \operatorname{sgn} v_C(t), \tag{11.11}$$

где $K = 2R_L/R_e$, при $\operatorname{sgn} v_C(t) = \frac{4}{\pi}\cos\omega_p t - \frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_p t + \varepsilon$.

Спектр модулированного сигнала имеет два «пика» на суммарной и разностной частоте:

$$v_{0d}(t) \approx \frac{K}{2}\left[\cos((\omega_p + \omega_S)t + \varphi_S) + \cos((\omega_p - \omega_S)t - \varphi_S)\right]. \tag{11.12}$$

Одну из двух составляющих можно удалить с помощью фильтрации.

11.2.3. Смеситель

Смеситель реализуется последовательным соединением умножителя (M) и фильтра (F), как показано на рис. 11.10.

В этой схеме

$$V_x = E_x \cos\omega_x t,\ V_y = E_y \cos\omega_y t,$$

$$V_{01} = K E_x E_y \cos\omega_x t \cos\omega_y t,$$

то есть выходное напряжение

$$V_{01} = (K E_x E_y / 2)\left[\cos(\omega_x + \omega_y)t + \cos(\omega_x - \omega_y)t\right]. \tag{11.13}$$

Из двух составляющих с круговыми частотами $\omega_x + \omega_y$ и $\omega_x - \omega_y$ с помощью фильтра (F) выделяется одна.

Кроме того, можно использовать дифференциальный усилитель. Однако он вырабатывает дополнительные гармоники.

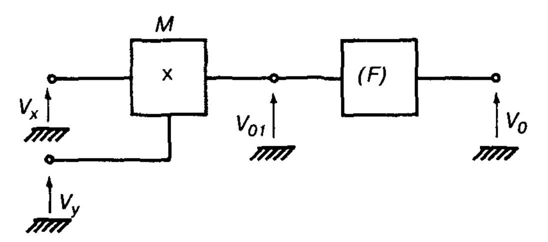


Рис. 11.10. Смеситель

11.2.4. Угловая модуляция

Предположим, что $V_p = E_p \cos(\omega_p t + \varphi)$. Если фаза φ зависит от времени, то говорят об *угловой* (*фазовой* или *частотной*) модуляции.

В частности, если $\varphi(t) = (\Delta F_p / F_S)\sin\omega_S t$, то *мгновенная частота* F_i сигнала описывается формулой

$$2\pi F_i = d[\omega_p t + \varphi t)]/dt,$$

то есть

$$F_i = F_p + \Delta F_p \cos\omega_S t. \qquad (11.14)$$

Такой модулятор можно построить за счет комбинации умножителя M, фазовращателя на –90° и сумматора, как показано на рис. 11.11.
Если коэффициент умножения равен 1, то

$$V_p = E_p \cos\omega_p t,$$
$$V_{01} = a(t) E_p \cos\omega_p t,$$

$$V_{02} = E_p \sin\omega_p t,$$
$$V_0 = E_p[a(t)\cos\omega_p t + \sin\omega_p t].$$

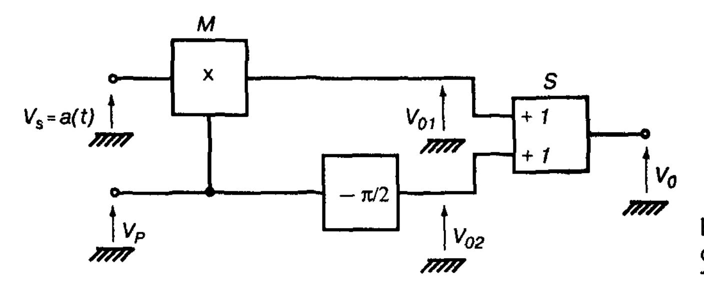


Рис. 11.11
Фазовый модулятор

Предположим, что

$$a(t) = \operatorname{tg}\varphi .$$

Если cos φ не равен нулю, то

$$V_0 = E_p\left[\cos\omega_p t \sin\varphi + \sin\omega_p t \cos\varphi\right]/\cos\varphi$$

В распространенном случае, когда $|\varphi(t)| \ll \pi/2$,

$$a(t) \approx \varphi(t), \cos\varphi = 1 - \varphi^2/2,$$

тогда выходное напряжение

$$V_0 = E_p\left(1 + \varphi^2/2\right)\sin\left[\omega_p t + \varphi(t)\right]. \qquad (11.15)$$

Паразитную амплитудную модуляцию, вызванную наличием члена φ^2, можно ликвидировать, если после сумматора поставить симметричный ограничитель.

Если использовать в схеме обе гармонические составляющие (cos φ и sin φ), то получим так называемый *квадратурный модулятор* (рис. 11.12), которому требуются два умножителя, фазовращатель на –90° и сумматор S.

Предположим, что $V_x = E_p \cos\omega_p t$, коэффициенты умножения M_1 и M_2 равны 1, тогда

$$V_{01} = E_p \cos\omega_p t \cos\varphi, \; V_{02} = E_p \sin\omega_p t \sin\varphi .$$

Поскольку $V_0 = V_{01} - V_{02}$, получаем

$$V_0 = E_p \cos\left(\omega_p t + \varphi\right).$$

Величина φ зависит от времени и **может изменяться скачкообразно.**

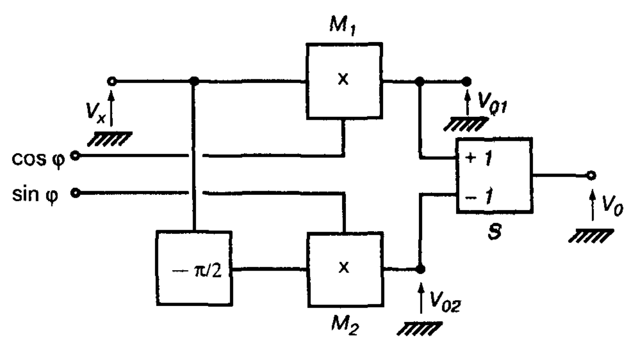


Рис. 11.12
Квадратурный модулятор

11.3. Детекторы

11.3.1. Амплитудные детекторы

Если один и тот же сигнал подать на оба входа умножителя, то получим схему возведения в квадрат (рис. 11.13); тогда можно записать

$V_{01} = K V_i^2$ и $V_0 = \overline{V}_{01} = K \overline{V}_i^2$.

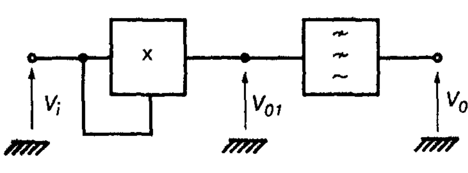


Рис. 11.13. Квадратический детектор

Если фильтр подавляет переменную составляющую сигнала, то получаем *квадратичный детектор*. Например, при $V_i = E_i \cos\omega t$, среднее (за период несущего колебания) значение выходного напряжения пропорционально квадрату амплитуды входного сигнала, то есть $V_0 = E_i^2/2$.

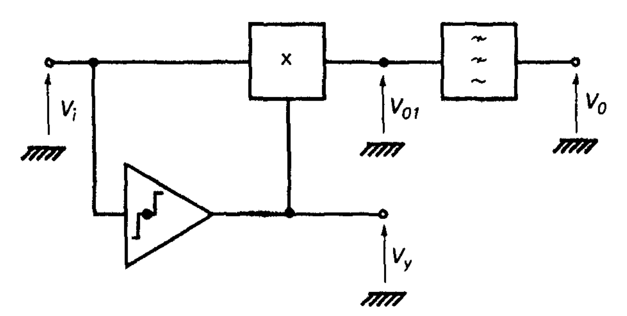


Рис. 11.14. Квадратичный детектор с ограничителем

Для определения среднего значения можно дополнить схему симметричным ограничителем (рис. 11.14).

$V_y(t)$ – это двухполярный прямоугольный сигнал на выходе ограничителя. Элементарная длительность каждого прямоугольного импульса определяется входным сигналом и параметрами ограничителя (рис. 11.15).

Учитывая, что $V_i(t)$ и $V_y(t)$ всегда одного знака, можно записать

$V_{01} = KV_i(t)\, E_y$ или $K(-V_i(t)\, E_y)$.

Чтобы значение $V_{01}(t)$ было положительным,

$V_{01} = KE_y|V_i(t)|$.

Если взять среднее значение V_{01} за период T, то:

$$V_0 = \frac{1}{T}\int_0^T KE_y|V_i(t)|\,dt. \quad (11.16)$$

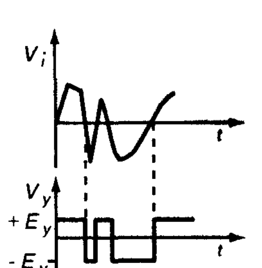


Рис. 11 15. Эпюры детектора

11.3.2. Фазовый детектор

Опорный сигнал $V_p = E\cos\omega_p t$ после взаимодействия с детектируемым ФМ-сигналом изменяется по амплитуде и фазе.

Таким образом, получаем:

$V_x = kE_p\cos(\omega_p t - \varphi)$, где $k < 1$.

Фазовую демодуляцию можно выполнить с помощью схемы, представленной на рис. 11.16.

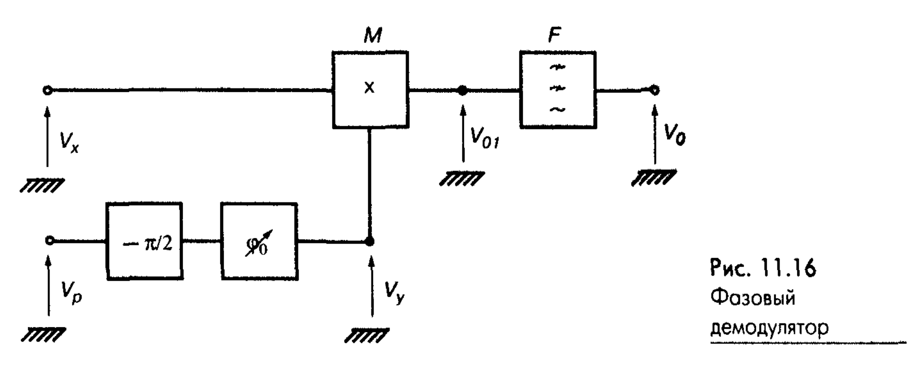


Рис. 11.16 Фазовый демодулятор

В управляющем канале умножителя расположен фазовращатель на $-\pi/2$, а также регулируемый фазовращатель φ_0.

Имеем:

опорный сигнал

$V_p = E\cos\omega_p t;$

сигнал на выходе цепочки фазовращателей

$V_y = E\sin(\omega_p t - \varphi_0);$

сигнал на выходе умножителя

$V_{01} = KkE^2\cos(\omega_p t - \varphi)\sin(\omega_p t - \varphi_0);$

или

$$V_{01} = (KkE^2/2)[\sin(2\omega_p t - \varphi - \varphi_0) + \sin(\varphi - \varphi_0)]. \qquad (11.17)$$

Среднее значение напряжения V_{01} на выходе фильтра рассчитывается по формуле

$$V_{01} = (KkE^2/2)\sin(\varphi - \varphi_0). \qquad (11.18)$$

При $\varphi_0 = 0$ находим $\sin \varphi$ при известной величине k.

Если изменением угла φ_0 добиться нулевого значения V_0, то получим $\varphi = \varphi_0$.

11.3.3. Частотный дискриминатор

Частотный дискриминатор можно построить на базе умножителя и фазовращателя F на $\pi/2$ (рис. 11.17).

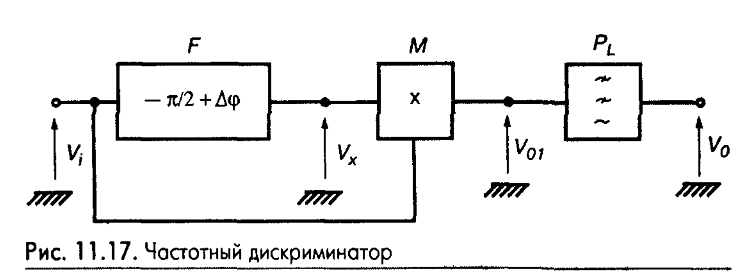


Рис. 11.17. Частотный дискриминатор

Считаем, что на входной сигнал

$$V_i = E\cos[\omega_p t + (\Delta F_p/F_S)\sin\omega_S t].$$

Мгновенная частота F_i определяется по формуле $F_i = F_p + \Delta F_p \cos\omega_S t$. Тогда на выходе фазовращателя:

$$V_x = E\sin[\omega_p t + (\Delta F_p/F_S)\sin\omega_S t + \Delta\varphi],$$

где

$$\Delta\varphi = k(F_i - F_p) = k\Delta F_p \cos\omega_S t.$$

Предположим, что

$$\phi(t) = \omega_p t + (\Delta F_p/F_S)\sin\omega_S t,$$

тогда входной сигнал

$$V_i = E\cos\phi(t), \; V_x = E\sin[\phi(t) + \Delta\varphi].$$

На выходе умножителя M

$$V_{01} = KV_x V_i = KE^2 \cos\phi \sin(\phi + \Delta\varphi)$$

или

$$V_{01} = \left(KE^2/2\right)\left[\sin\left(2\phi + \Delta\varphi\right) + \sin\Delta\varphi\right].$$

Составляющая sin $(2\phi + \Delta\varphi)$ удаляется фильтром PL, поскольку

$$2\phi + \Delta\varphi = 2\omega_p t + 2\left(\Delta F_p / F_S\right)\sin\omega_S t + \Delta\varphi.$$

Это показывает, что частота выходного сигнала близка к величине **2 F_p**. Далее запишем

$$V_{01} = \left(KE^2/2\right)\sin\Delta\varphi = \left(KE^2/2\right)\left[\sin\left(k\,\Delta F_p \cos\omega_S t\right)\right].$$

Поскольку значение $\Delta\varphi$ мало, то $\sin\Delta\varphi \cong \Delta\varphi$, выраженному в радианах. Тогда получим

$$V_{01} = \left(KE^2/2\right)k\,\Delta F_p \cos\omega_S t. \qquad (11.19)$$

11.4. Использование умножителей в аналоговых ЭВМ

11.4.1. Обратная функция

Предположим, что функциональное преобразование $V_y = F(V_x)$ обеспечивается нелинейным устройством NL. Чтобы получить $V_x = G(V_y)$, то есть *обратную функцию*, можно использовать схему на дифференциальном усилителе, представленную на рис. 11.18. На выходе усилителя

$$V_0 = A\left(V_i, V_y\right),\ V_i - V_0/A = V_y = F\left(V_x\right),$$

поскольку $V_x = V_0$, следовательно, $V_i - V_0/A = F(V_0)$ и можно записать

$$V_0 = G(V_i - V_0/A) \approx G(V_i), \text{ если } |V_0|/A \ll |V_i|.$$

11.4.2. Вычисление квадратного корня

В нелинейном устройстве NL используется умножитель (рис. 11.19).

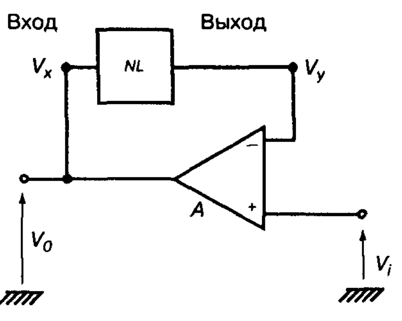


Рис. 11.18. Вычисление обратной функции

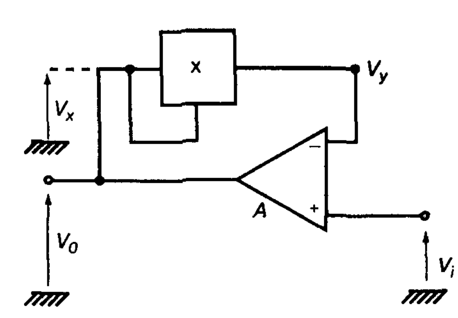


Рис. 11.19. Вычисление квадратного корня

Если усилитель имеет очень большой коэффициент усиления А, то $V_y = V_i$

Поскольку $V_y = KV_x^2$, $V_x = V_0$ и $V_y = V_i$,

следовательно,

$$V_0 = \sqrt{V_i / K}\,. \qquad (11\ 20)$$

11.4.3. Деление

Схема представлена на рис. 11.20.

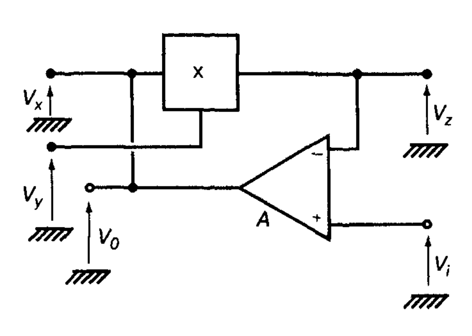


Рис. 11.20. Делитель

Если предположить, что коэффициент усиления усилителя очень велик, то $V_z = V_i$.

С другой стороны, умножитель обеспечивает

$V_z = KV_xV_y$, где $V_x = V_0$

Тогда можно записать $V_i = KV_yV_0$

и

$$V_0 = V_i / KV_y \qquad (11.21)$$

Таким образом, происходит *деление* V_i на V_y.

11.5. Автоматическая регулировка усиления

11.5.1. Схема

Умножитель используют в качестве регулируемого усилителя или регулируемого аттенюатора

Его можно соединить с другими устройствами и построить петлю регулировки усиления таким образом, чтобы амплитуда выходного сигнала оставалась практически постоянной (рис. 11.21).

Если $V_i = E_i \cos\omega t$, то на выходе $V_0 = E_0 \cos\omega t$. Величину E_0 или ее часть сравнивают с постоянным опорным напряжением E_r.

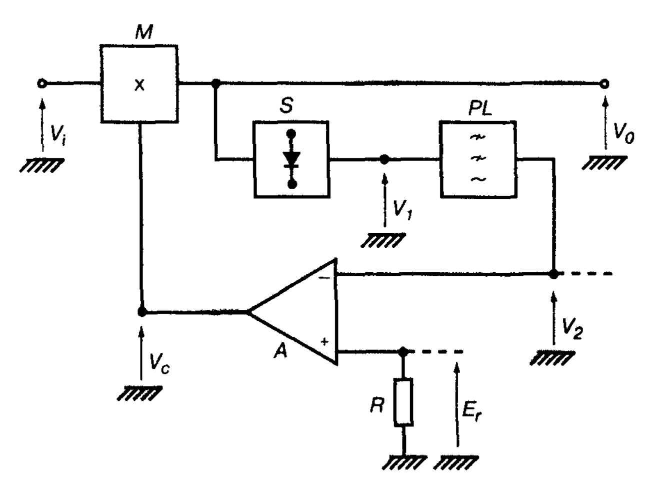


Рис. 11.21. Усилитель с АРУ

Дифференциальный усилитель (с коэффициентом усиления A) подводит управляющее напряжение V_C к умножителю M. Амплитуда выходного сигнала должна быть заданной величины.

В соответствии с этим петля, состоящая из умножителя M, беспорогового выпрямителя S, фильтра нижних частот PL, опорного источника R и усилителя, автоматически регулирует величину разности выходного сигнала и опорного напряжения.

11.5.2. Математическая модель схемы АРУ

Если предположить, что петля ОС не вносит фазового сдвига, то можно записать

$V_0 = KV_iV_C$ или $E_0 = KE_iV_C$;

$V_1 = a\,|V_0|$,

где величина a характеризует КПД детектирования.

Если $V_0 = E_0\cos\omega t, V_2 = (2a/\pi)E_0$,

предположим, что

$b = 2a/\pi \Rightarrow V_2 = bE_0$,

$V_C = A(E_r - bE_0)$.

Из этого следует: $E_0\cos\omega t = [KE_i\cos\omega t]A(E_r - bE_0)$.

Соответственно можно записать

$$E_0 = KAE_iE_r/(1 + bKAE_i). \tag{11.22}$$

Если $bKAE_i \gg 1$, то $E_0 = E_r/b$

Тогда определим сдвиг $E_0 - E_r / b$

$$\Delta E_0 = E_0 - E_r / b \approx (-E_r / b) / bKAE_1 . \qquad (11.23)$$

11.5.3. Использование дифференциальных схем

Микросхема SA5209 Philips Semiconductors успешно используется в схемах АРУ.

На рис. 11.22 представлена наиболее важная часть этой схемы, где v_i – входное напряжение; V_C – управляющее напряжение.

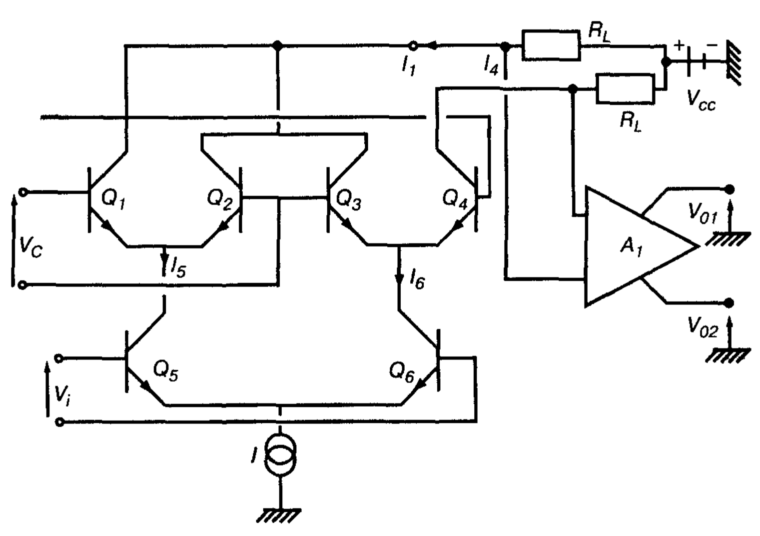


Рис. 11.22. Микросхема SA5209 Philips Semiconductors

$$|v_i| << E_T \Rightarrow I_5 = \frac{I}{2} + \frac{I}{4E_T} v_i, \; I_6 = \frac{I}{2} - \frac{I}{4E_T} v_i ,$$

$$I_1 = I_5 / [1 + \exp(-V_C / E_T)], \; I_4 = I_6 / [1 + \exp(-V_C / E_T)],$$

$$v_{01} = A_d R_L (I_1 - I_4) = A_d g_{fd}(V_C) R_L v_i ,$$

где

$$g_{fd} = I / 2E_T [1 + \exp(-V_C / E_T)].$$

Если включить каскадно три микросхемы SA5209, то можно получить динамический диапазон АРУ выше 60 дБ.

ГЛАВА 12. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ

12.1. Общие сведения и базовая схема

12.1.1. Основные характеристики

Здесь будут рассмотрены только генераторы гармонических сигналов.

Для генерации синусоидального сигнала необходимо определить:

1. Условия генерирования.
2. Частоту колебаний.
3. Амплитуду выходного сигнала.
4. Форму и спектральную чистоту выходного сигнала.

Для удовлетворения первым двум условиям достаточно использовать линейные схемы, для двух последних требуются нелинейные.

Обычно рассматривают генераторы двух основных типов:

- с положительной обратной связью (ПОС);
- с элементами, имеющими отрицательное сопротивление.

12.1.2. Метод первой гармоники

Рассмотрим нелинейный элемент, коэффициент передачи которого зависит от амплитуды входного сигнала.

Предположим, что $x = X_1 \cos\omega t$ – это входной (рис. 12.1), а W(t) – выходной периодический (не обязательно синусоидальный) сигнал.

Тогда

$$W(t) = W_0 + \sum_{n=1}^{\infty}[a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t],$$

Рис. 12.1 Генератор гармоник

оставив только первую *гармонику*, запишем

$$W(t) = a_1 \sin\omega t + b_1 \cos\omega t$$

или

$$aX_1 \sin\omega t + bX_1 \cos\omega t,$$

тогда формула для выходного сигнала примет следующий вид:

$$W(t) = NX_1 \cos(\omega t + \varphi). \qquad \textbf{(12.1)}$$

Используем комплексные величины

$$\underline{x(t)} = X_1 \exp(j\omega t)$$

$$\underline{W(t)} = NX_1 \exp(j\omega t + \varphi).$$

Таким образом, эквивалентный **комплексный коэффициент** передачи можно рассчитать по формуле

$$\underline{N(X_1, \omega)} = N(X_1, \omega)\exp[j\varphi(X_1, \omega)]. \qquad (12.2)$$

12.1.3. Схема с положительной обратной связью

Генератор с положительной обратной связью **(ПОС) включает следующие** элементы:

- каскад N с нелинейной характеристикой N $\underline{N(X_1, \omega)}$;
- усилительный каскад A с линейной АЧХ $\underline{A(j\omega)}$;
- линейный фильтр с коэффициентом передачи $\underline{T(j\omega)}$ (рис. 12.2).

В установившемся режиме коэффициент петлевого усиления равен **единице**

$$\underline{N(X_1, \omega)}\ \underline{A(j\omega)}\ \underline{T(j\omega)} = 1.$$

Обозначим A T = L, откуда

$$\underline{N(X_1, \omega)}\ \underline{L(j\omega)} = 1 \qquad (12.3)$$

или

$$\underline{L(j\omega)} = 1/\underline{N(X_1, \omega)}.$$

Комплексную величину в **выражении (12.3) можно представить в виде:**

$$\underline{NL} = A(X_1, \omega) + jB(X_1, \omega),$$

тогда выполнение равенства* (12.3) требует, чтобы

$$A(X_1, \omega) = 1,\ B(X_1, \omega) = 0\,. \tag{12.4}$$

Эту задачу можно рассмотреть графически.

Величина $\underline{L}(j\omega)$ для некоторого заданного значения частоты ω изображается на комплексной плоскости в виде вектора, выходящего из начала координат. По оси абсцисс Ох откладывается вещественная часть, а по оси ординат Оу – мнимая часть значения $\underline{L}(j\omega)$. При изменении частоты ω свободный конец вектора описывает на комплексной плоскости кривую C_L, называемую *годографом* Найквиста (рис. 12.3).

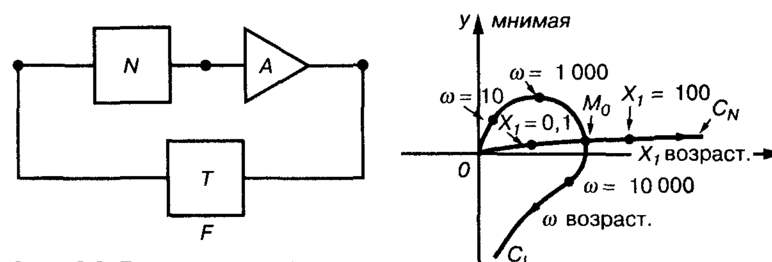


Рис. 12.2. Положительная обратная связь

Рис. 12.3. Годограф Найквиста

Аналогично строится годограф C_N для комплексной величины $1/N(X_1, \omega)$, но теперь частота ω фиксирована, а изменяется амплитуда X_1. На рис. 12.3 видно, что при увеличении X_1 мнимая часть величины $1/N(X_1, \omega)$ изменяется мало, следовательно, нелинейный элемент вносит небольшой фазовый сдвиг.

Точка пересечения M_0 двух годографов показывает частоту ω_0 и амплитуду X_1 выходного сигнала в режиме установившихся колебаний.

График на рис. 12.4 иллюстрирует случай, когда точек пересечения несколько, причем точки M_1 и M_3 являются стабильными, а M_2 – нестабильной.

12.1.4. Генератор на элементе с отрицательным сопротивлением

Принципиальная схема на рис. 12.5 содержит последовательный резонатор, входной резистор Z, транзистор Q и четырехполюсник R, охваченный с помощью транзистора петлей положительно обратной связи.

Входной импеданс $\underline{Z_e} = V_e/I_e$ данной схемы имеет отрицательную действительную часть.

* Другими словами, условие возникновения устойчивых колебаний в системе с обратной связью формулируется следующим образом. модуль коэффициента петлевого усиления на частоте генерации должен быть равен единице, а фазовый сдвиг – нулю – *Прим. ред*

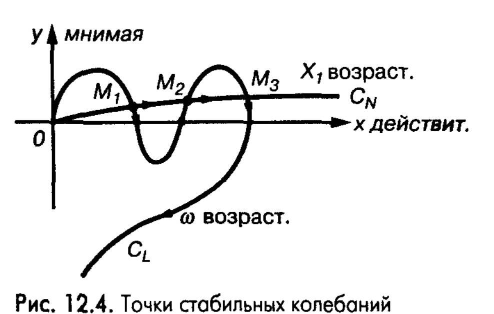


Рис. 12.4. Точки стабильных колебаний

Рис. 12.5. Генератор с отрицательным сопротивлением

Предположим

$I_2 = AI_1 = A\alpha I_e$.

Из этого следует, что

$$\underline{Z_e} = h_{11B} + R_B(1 - \alpha - \alpha A) \text{ при } h_{11B} \approx r_E. \quad \textbf{(12.5)}$$

Должно выполняться следующее равенство:

$$\underline{Z} + \underline{Z_e} = 0. \quad (12.6)$$

Построим эквивалентную схему в виде конденсатора, индуктивности и резистора, соединенных последовательно (рис. 12.6). Тогда входной импеданс запишется следующим образом:

$$\underline{Z} = j\omega L + 1/j\omega C + R. \quad (12.7)$$

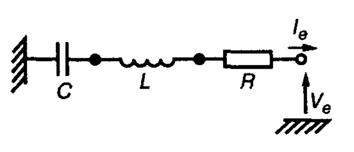


Рис. 12.6. Эквивалентная схема

Положим, что $Z_e = -r$, если $A\alpha \gg 1 - \alpha$.

Тогда равенство (12.6) принимает вид

$$-r + R + j\omega\left(1 - \omega^2 LC\right) = 0,$$

отсюда вытекают два условия

$$R = r; \ \omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (12.8)$$

Для получения нелинейного элемента достаточно использовать транзистор Q в режиме насыщения или симметричный ограничитель в составе схемы четырехполюсника R.

12.2. Схемы генераторов с резистивно-емкостными связями

12.2.1. Генератор с мостом Вина

В схеме, представленной на рис. 12.7, используется операционный усилитель, охваченный как положительной, так и отрицательной ОС.

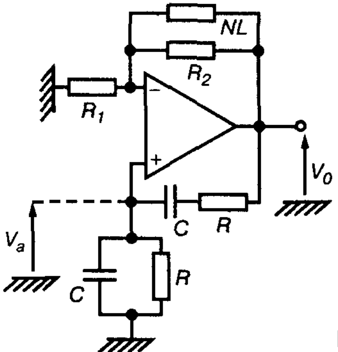


Рис. 12.7. Генератор с мостом Вина

Фильтр в цепи ПОС описывается формулой

$$T = (j\omega CR) / \left[(1 + j\omega CR)^2 + j\omega CR\right]. \quad (12.9)$$

Генерация возникает, когда колебания на обоих входах ОУ одинаковы по фазе и амплитуде. В отсутствие нелинейного элемента NL, включенного параллельно резистору R_2, коэффициент усиления равен $1 + R_2 / R_1$.

Частота генерации ω_0 задается следующим выражением:

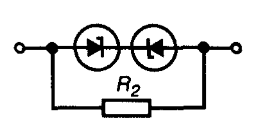
$\omega_0 CR = 1$,

тогда из (12.9) получаем $\underline{T} = 1/3$.

Следовательно,

$$1 + R_2/R_1 = 3,\ R_2/R_1 = 2.$$

В реальных схемах выбирают $R_2 / R_1 > 2$ и подключают нелинейный элемент NL, который служит регулируемым сопротивлением, позволяющим увеличивать модуль коэффициента усиления петли ООС при возрастании амплитуды выходного напряжения V_0.



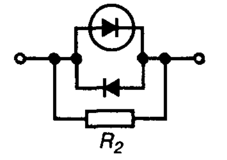


Рис. 12.8. Включение стабилитронов

В качестве нелинейного элемента NL можно, например, использовать* два стабилитрона или два плоскостных диода (рис. 12.8).

* Если при увеличении напряжения сопротивление нелинейного элемента растет, то его следует включить не параллельно резистору R2, а последовательно резистору R1 или вместо него – *Прим ред*

12.2.2. Генератор с фазосдвигающей цепью обратной связи

В схеме, представленной на рис. 12 9, применяются биполярный транзистор и резистивно-емкостная фазосдвигающая цепочка. Нелинейность является результатом насыщения транзистора при увеличении амплитуды выходного сигнала.

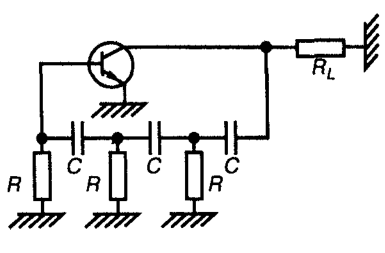


Рис. 12.9. RC-генератор

Частота резонансных колебаний ω_0 определяется по следующей формуле:

$$\omega_0^2 = 1/C^2\left(4RR_L + kR^2\right), \qquad (12.10)$$

где k – безразмерный коэффициент.

12.3. Схемы генераторов с индуктивно-емкостными связями

12.3.1. Схемы Колпитца и Хартли

Схемы *Колпитца* и *Хартли* представлены на рис. 12.10 и 12.11.

В случае схемы Колпитца резонансные колебания определяются по формуле

$$\omega_0^2 L = 1/C_1 + 1/C_2\,, \qquad (12.11)$$

а коэффициент усиления петли ОС при резонансе

$$\alpha_0\left(1 + C_2/C_1\right) \text{ при } \alpha_0 \approx 1. \qquad (12.12)$$

В случае схемы Хартли резонансные колебания задаются выражением

$$\omega_0^2\left(L_1 + L_2\right)C = 1, \qquad (12\ 13)$$

а коэффициент усиления резонансной петли

$$\alpha_0\left(1 + L_1/L_2\right) \text{ при } \alpha_0 \approx 1. \qquad (12.14)$$

Нелинейность обеспечивается транзисторами, что вызывает изменение величины α_0.

12.3.2. Схема Клаппа

Эта схема представлена на рис. 12.12 и близка схеме Колпитца.

Частота резонансных колебаний рассчитывается следующим образом:

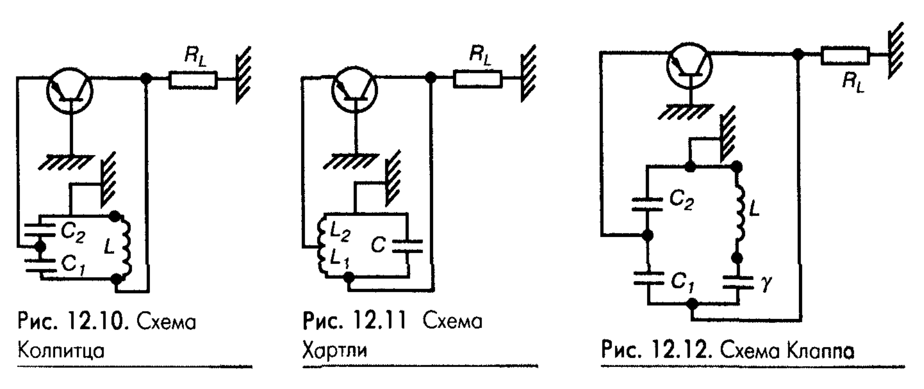


Рис. 12.10. Схема Колпитца

Рис. 12.11 Схема Хартли

Рис. 12.12. Схема Клаппа

$$\omega_0^2 L = 1/C_1 + 1/C_2 + 1/\gamma. \tag{12.15}$$

Преимуществом схемы Клаппа является возможность регулирования резонансной частоты ω_0 при помощи емкости γ, не затрагивая петлевое усиление, которое остается равным

$$\alpha_0(1 + C_2/C_1). \tag{12.16}$$

12.4. Генератор, управляемый напряжением

В данном случае используется *варикап* (диод с регулируемой емкостью), позволяющий изменять частоту генерации.

В схеме на рис. 12.13, где за основу взята схема Клаппа, емкость C_V варикапа является функцией напряжения U на управляющем входе.

На резонансной частоте f_0 импеданс конденсатора C пренебрежимо мал, но он обеспечивает развязку резонансной и управляющей цепей по постоянному току.

Известно, что:

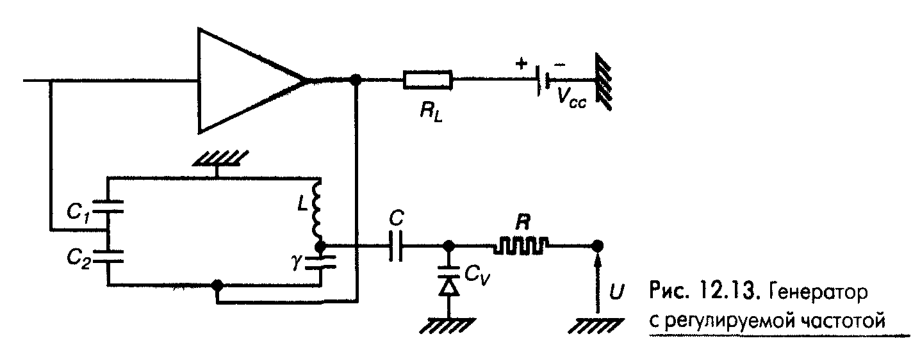


Рис. 12.13. Генератор с регулируемой частотой

$$\omega_0^2 L = 1/C_1 + 1/C_2 + 1/(C_V + \gamma) = 1/C_T \quad (12.17)$$

$$C_V = C_0(1 + U/U_B)^{-n},$$

где $U_в \approx 0{,}7$ В и $n \approx 0{,}5$

$$\Rightarrow 2\frac{df_0}{f_0} = n\frac{C_V C_T}{(C_V + \gamma)^2}\frac{dU}{U + U_B} \text{ при } \frac{df_0}{f_0} < 10^{-2}.$$

Рассмотрим пример:
$C_1 \approx C_2 = 100$ пФ, $C_V = \gamma = 5$ пФ, $U + U_B = 5$ В,
$L = 100$ мкГн, $C_T \approx C_V + \gamma = 10$ пФ.
Находим $f_0 = 5$ Мгц.

$$df_0 = \frac{n}{2} f_0 \frac{C_V}{C_V + \gamma}\frac{dU}{5} = \frac{1}{8} \times 10^6 dU \quad (12.18)$$

при $dU = +8$ мВ, $df_0 = +1$ кГц.

12.5. Пример микросхемы для генератора, управляемого напряжением

В качестве примера выберем микросхему Motorola МС 12 148, в которой использован дифференциальный усилитель, нагрузкой которого служит фильтр-резонатор, определяющий частоту генерируемых колебаний.

Последний выполняется за счет подключения к микросхеме внешних элементов – катушки индуктивности и варикапов (рис. 12.14).

Рабочая частота может достигать 1 ГГц. Вывод 2 позволяет воздействовать на величину тока I и, соответственно, на усиление дифференциального каскада, что влечет за собой изменение амплитуды и формы выходного сигнала: синусоидальной или прямоугольной волны.

С помощью микросхемы МС 1648, имеющей аналогичную внутреннюю структуру в корпусе с 14 выводами, можно получить следующие характеристики:

- при 2 В < V_i < 4 В, 12 МГц < f < 48 МГц для схемы с одним варикапом;
- при 2 В < V_i < 10 В, 50 МГц < f < 170 МГц для схемы с двумя варикапами.

В последнем случае фильтр–резонатор подключается между выводами 10 и 12, а вывод 5 используется для регулирования коэффициента усиления.

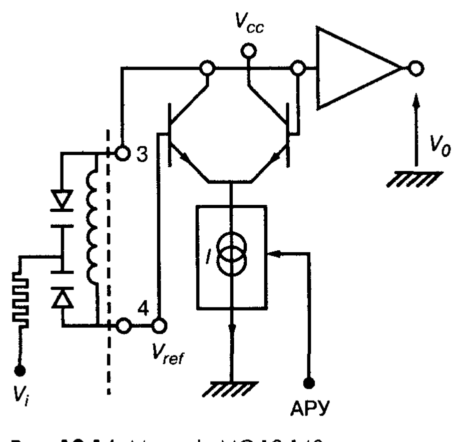


Рис. 12.14. Motorola MC 12 148

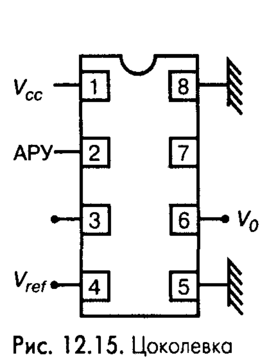


Рис. 12.15. Цоколевка

ГЛАВА 13. РЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА И АНАЛОГОВЫЕ КЛЮЧИ

13.1. Реле постоянного тока на биполярных транзисторах

13.1.1. Режим насыщения

Семейство вольтамперных характеристик биполярного транзистора определяется формулой $I_C = f(V_{CE}, I_B)$, где ток базы I_B задается в качестве параметра. При достаточно больших токах I_C транзистор находится в режиме насыщения, соответствующий участок ВАХ на рис. 13.1 лежит на прямой Δ_S (рис. 13.1).

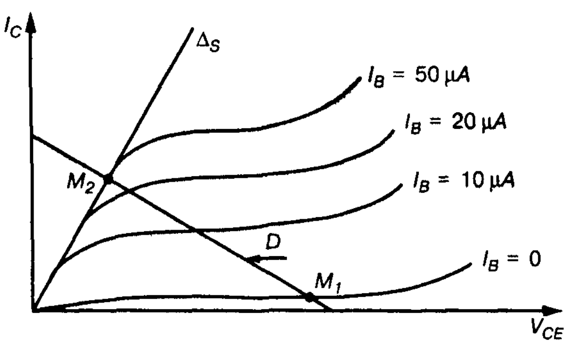


Рис. 13.1 Выбор режима

В качестве примера здесь представлено несколько кривых, соответствующих биполярному транзистору типа n–p–n.

Линейный режим работы транзистора обеспечивается только в случае, если $V_{CE} > (V_{CE})_{НАС}$. В дальнейшем для удобства напряжение $(V_{CE})_{НАС}$ обозначим V_{CS}.

В режиме насыщения, когда рабочая точка находится на прямой Δ_S, можно ввести *сопротивление насыщения*

$$r_S = \frac{\Delta V_{CS}}{\Delta I_C}.$$

В зависимости от величины коллекторного тока I_C и типа транзистора параметр V_{CS} может изменяться в диапазоне 0,2 – 1 В.

13.1.2. Запуск по току и по напряжению

Рабочая точка транзистора должна лежать на прямой нагрузки D (см. рис. 13.1) в точке M_1 или M_2. M_1 соответствует режиму запирания, а M_2 – режиму насыщения.

Обе базовые схемы, показанные на рис. 13.2 и 13.3, представляют соответственно метод запуска по току и напряжению.

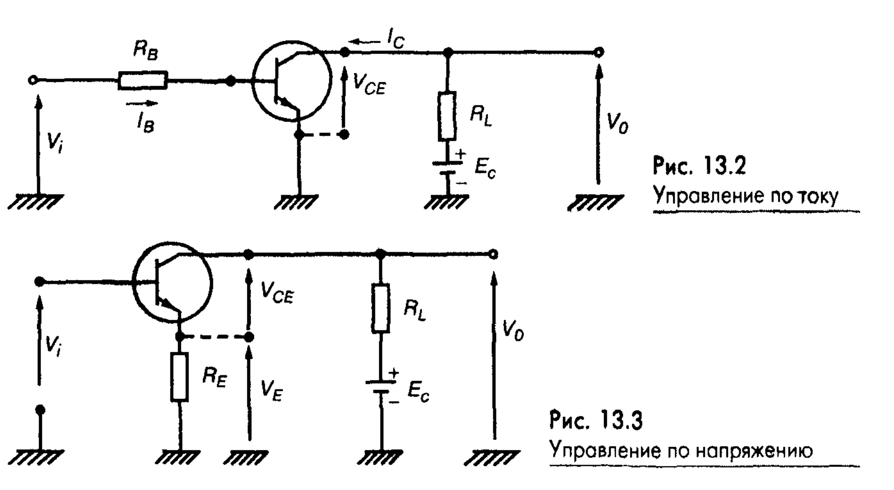


Рис. 13.2
Управление по току

Рис. 13.3
Управление по напряжению

Для схемы на рис. 13.2, где V_{BE} – падение напряжения база–эмиттер в прямом направлении, на границе насыщения получаем

$$I_B = \frac{V_i - V_{BE}}{R_B},\ I_C = \frac{E_C - V_{CS}}{R_L},\ I_C = \beta_m I_B,$$

откуда находим

$$\beta_m = \frac{R_B}{R_L}\frac{E_C - V_{CS}}{V_i - V_{BE}}; \qquad (13.1)$$

$$V_i = V_{BE} + \frac{R_B}{\beta_m R_L}(E_C - V_{CS}), \qquad (13.2)$$

где β_m – минимальное значение коэффициента β. С помощью выражения (13.2) можно вычислить величину входного напряжения, необходимого для насыщения транзистора.

Для схемы на рис. 13.3 имеем

$$I_E \approx I_C = \frac{V_i - V_{BE}}{R_E},\ I_C = \frac{E_C - V_{CS}}{R_L + R_E}.$$

Отсюда можно вывести минимальное значение входного напряжения, необходимого для насыщения

$$V_i = V_{BE} + \frac{R_E}{R_L + R_E}(E_C - V_{CS}). \qquad (13.3)$$

Представляет интерес частный случай схемы на рис. 13.3, когда $R_L = 0$. При этом V_E – выходное напряжение.

Если $I_C = \dfrac{E_C - V_{CS}}{R_E}$,

тогда $V_i = E_C + V_{BE} - V_{CS}$

и $V_E = E_C - V_{CS}$. (13.4)

13.1.3. Логическая схема

Соединение трех транзисторов типа n–p–n позволяет построить логический элемент (рис. 13.4).

Транзистор Q_1, Q_2 или Q_3 входит в режим насыщения при минимальном значении V_i. Известно, что

$$V_i \approx V_{BE} + \frac{E - V_{CS}}{\beta_m},\ R_L = R_B = R.$$

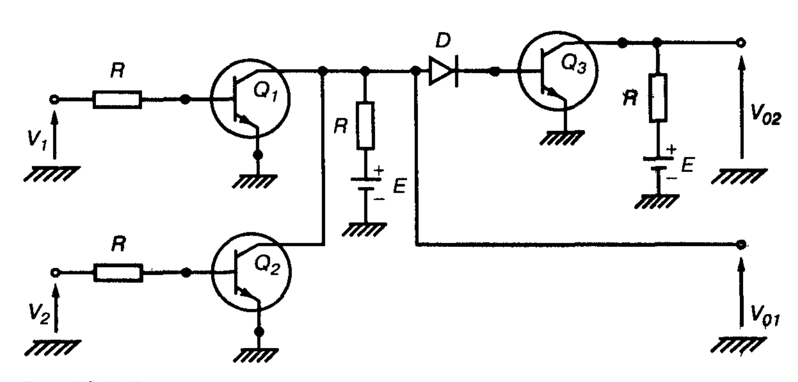


Рис. 13.4. Схема, выполняющая логическую операцию

Если V_1 или $V_2 = E > V_i$, тогда $V_{01} \approx V_{CS}$, $V_{02} \approx E$.

При V_1 и $V_2 = 0$ получаем $V_{01} \approx E$, $V_{02} \approx V_{CS}$.

Предположим, что X_1 и X_2 – логические сигналы на входе (V_1 и V_2) в положительной логике, а Y_1 и Y_2 – логические сигналы на выходе (V_{01} и V_{02}).

Тогда рассматриваемый элемент выполняет логические операции ИЛИ-НЕ и ИЛИ:

$$Y1 = \overline{X_1 + X_2},\ Y2 = X1 + X2.$$

Диод D обеспечивает запирание транзистора Q_3, когда $V_{01} = V_{CS}$.

13.1.4. Включение светового индикатора

Для включения индикатора требуется ток в десятки–сотни миллиампер. Поэтому потребуется использовать дополнительные транзисторы Q_1 и Q_2, при этом Q_2 должен быть способен обеспечить требуемую величину выходного тока.

Если $V_1 \approx 0$, оба транзистора Q_1 и Q_2 заперты.

При $V_1 = E$ транзистор Q_1 проводит до насыщения, $V_2 = V_{CS}$. Транзистор Q_2 также открыт, если R_1 выбрано правильно. Поэтому можно записать

$V_0 = E - V_{CS}$.

В последнем случае индикатор зажигается.

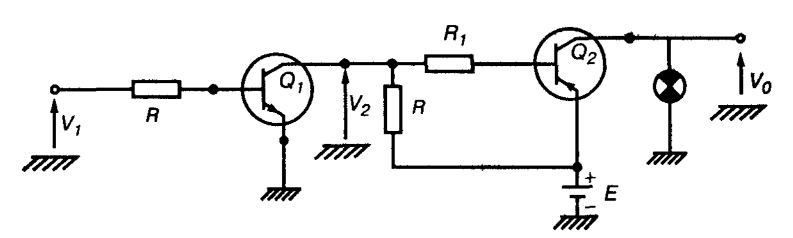


Рис. 13.5. Подключение к логической схеме светового индикатора

Если r – сопротивление индикатора, то R_1 необходимо выбирать так, чтобы выполнялось условие

$$R_1 < \beta_m\, r \frac{E - V_{CS} - V_{BE}}{E - V_{CS}} \approx r\beta_m.$$

13.1.5. Включение напряжения

Различные варианты схемы, представленной на рис. 13.6, часто используют в импульсных источниках питания.

Когда напряжение V_1 равно нулю или отрицательно, транзисторы Q_1 и Q_2 заперты, поэтому на сопротивление нагрузки R_L питание не поступает.

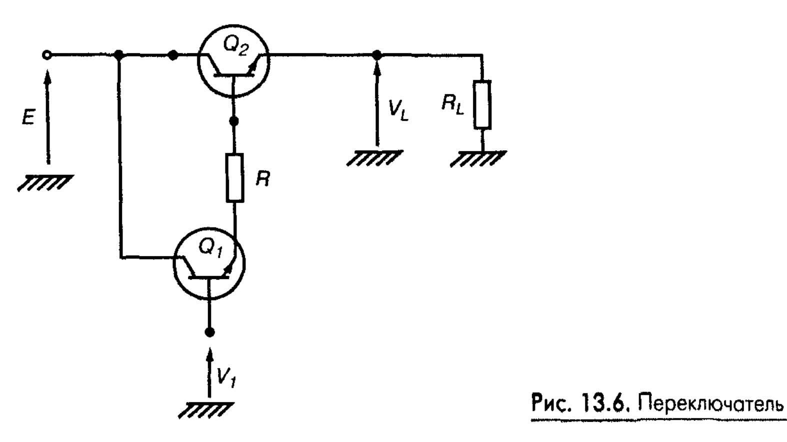


Рис. 13.6. Переключатель

Когда напряжение V_1 достаточно для открытия транзистора, Q_1 открывается, а Q_2 входит в режим насыщения, следовательно, $V_L = E - V_{CS}$.

13.2. Аналоговые ключи на полевых транзисторах

13.2.1. Переключатель на полевом плоскостном транзисторе

Рассмотрим полевой транзистор с каналом n–типа (рис. 13.7).

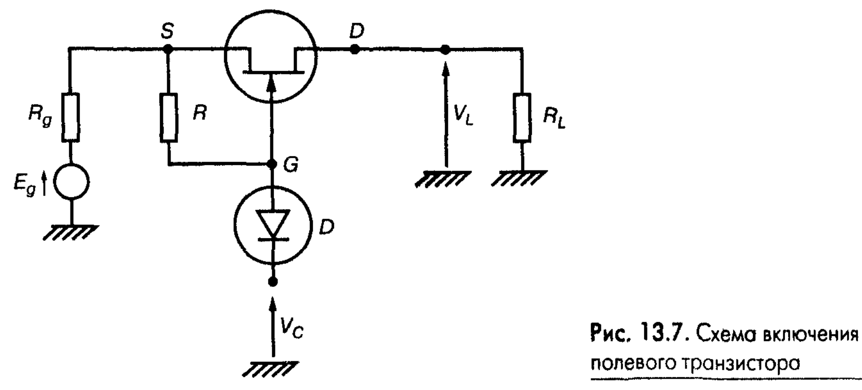


Рис. 13.7. Схема включения полевого транзистора

При $V_{GS} = 0$, то есть когда напряжение между затвором и истоком равно нулю, сопротивление R_{DS} между стоком и истоком минимально – транзистор открыт.

Когда напряжение V_{GS} достаточно велико, то есть при

$V_{GS} < - V_P$,

где V_P – напряжение отсечки (в данном случае оно положительно), то транзистор заперт. Сопротивление R_{DS} в этом случае очень велико – порядка нескольких мегаом.

Если управляющее напряжение V_C положительно и имеет большое значение, диод D заперт и благодаря резистору R имеем $V_{GS} = 0$. Тогда получаем

$$V_L = E_g \frac{R_L}{R_L + R_g + R_{DS}}.$$

При отрицательном управляющем напряжении **V_C диод D проводит** и выполняется условие запирания транзистора:

$V_{GS} < -V_P$.

У различных транзисторов напряжение V_P составляет порядка 2–5 В, а сопротивление R_{DS} равно 50–600 Ом

Значения управляющего напряжения V_C должны выбираться так, чтобы во всем диапазоне изменения величины коммутируемого напряжения E_g выполнялись вышеприведенные условия.

13.2.2. Переключатель на полевом МОП транзисторе

Рассмотрим полевой МОП транзистор с встроенным каналом p–типа в режиме обогащения.

Если напряжение $V_{GS} = 0$ или положительно, то сопротивление R_{DS} очень велико, обычно выше 10^{10} Ом.

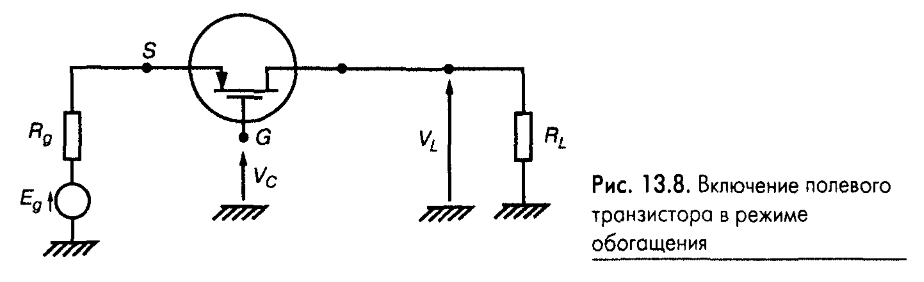


Рис. 13.8. Включение полевого транзистора в режиме обогащения

Если напряжение $V_{GS} < -V_T$, где V_T – пороговая величина, в данном случае положительная, то сопротивление R_{DS} принимает значение порядка 50–500 Ом.

В большинстве случаев значение V_T находится в диапазоне 2–6 В.

При выборе управляющего напряжения V_C следует учитывать пиковую величину переключаемого сигнала E_g.

13.2.3. Мультиплексор на МОП транзисторе. Мультиплексирование по напряжению

Мультиплексор имеет n входов, к каждому из них подключен МОП транзистор, затвором которого управляет специальная логическая схема – дешифратор.

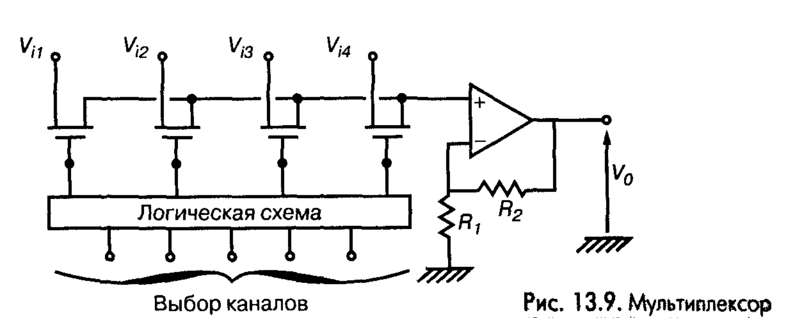


Рис. 13.9. Мультиплексор

На выходе (рис. 13.9) получаем:

$$V_0 = V_i\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right),$$

где V_i – одно из выбранных входных значений $V_{i1} ... V_{i4}$.

Полевые МОП транзисторы могут иметь каналы типа n или p. В соответствии с этим следует выбирать управляющие сигналы.

13.2.4. Мультиплексирование по току

Мультиплексирование по току выполняется схемой, представленной на рис. 13.10.

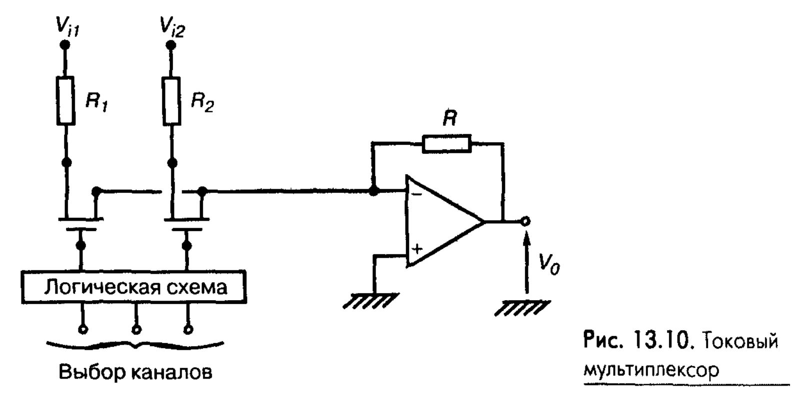


Рис. 13.10. Токовый мультиплексор

В соответствии с выбранным входом имеем

$$V_0 = -\frac{R}{R_1}V_{i1} \text{ или } V_0 = -\frac{R}{R_2}V_{i2}.$$

13.2.5. Схема «выборки–хранения»

Такая схема, состоящая из МОП транзистора и конденсатора C, встречается в схемах аналого-цифрового преобразования (АЦП, рис. 13.11).

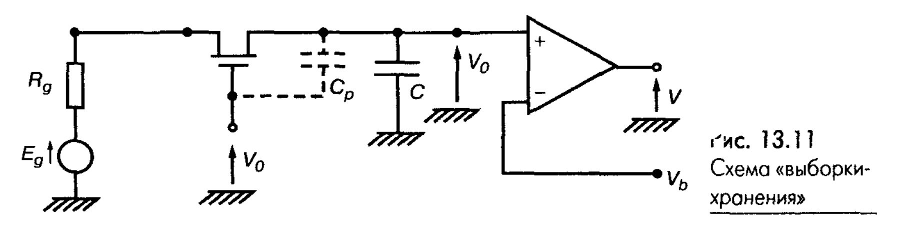


Рис. 13.11 Схема «выборки-хранения»

За полевым МОП транзистором, работающим в режиме обеднения (канал n–типа), следуют емкость C и компаратор.

Транзистор открыт, то есть имеет малое сопротивление R_{DS}, когда управляющее напряжение V_C имеет достаточно высокое значение обратной полярности.

Постоянную времени выходной цепи можно вычислить по формуле

$$\tau = C\left(R_g + R_{DS}\right).$$

Паразитная емкость C_P транзистора увеличивает длительность процесса переключения. Это нежелательное явление можно ослабить при использовании более сложных и совершенных устройств.

Пока транзистор заперт, напряжение V_0 благодаря конденсатору практически не изменяется и равно последнему значению E_g

В схемах АЦП полученный ступенчатый сигнал V_0 сравнивается с напряжением V_b, поступающим от резистивного делителя.

В зависимости от того, является ли разность $V_0 - V_b$ положительной или отрицательной, компаратор выдает положительное или отрицательное напряжение ошибки, которое затем используется для коррекции выходного цифрового кода так, чтобы он соответствовал входному напряжению E_g.

ГЛАВА 14. СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА, СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ, УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

14.1. Стабилизатор напряжения

14.1.1. Общие сведения

Обычно диапазон значений напряжения питания радиоэлектронных устройств составляет $\pm n \times 3$ В, где $n \in [1, 10]$. Каждый блок устройства, представляемый в виде печатной платы, часто содержит собственный стабилизатор напряжения для обеспечения одного или нескольких стабильных напряжений питания.

Такое решение имеет следующие преимущества:

- ослабление влияния пульсаций и помех, поступающих от выпрямителя вместе с постоянным напряжением;
- подавление наводок от источника питания;
- подавление нежелательного влияния одного блока на другие по цепям питания

14.1.2. Основные характеристики

Стабилизатор напряжения – это устройство, предназначенное для обеспечения постоянного выходного напряжения независимо от изменений входного напряжения, тока нагрузки и температуры.

В пределах рабочего диапазона такой стабилизатор следует рассматривать как источник напряжения (рис. 14 1)

Если пренебречь пороговым напряжением диода D, можно записать $V_0 = E_0 - Z_0 I_0$

Более точное выражение имеет вид

$$V_0 = V_{0p} + V_r + F_i V_i - Z_0 I_0 , \qquad (14.1)$$

где V_i – входное напряжение;

V_r – опорное напряжение;

V_{0p} – напряжение смещения,

F_i – коэффициент стабилизации;

Z_0 – выходной импеданс (рис 14.2).

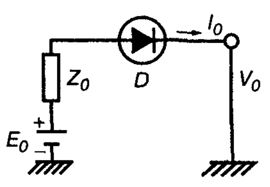


Рис 14.1 Стабилизатор как источник напряжения

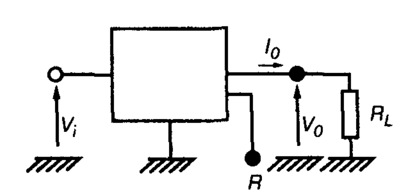


Рис. 14.2. Стабилизатор

Область стабилизации определяет максимальные и минимальные значения V_i, V_0, I_0, $V_i - V_0$ и T – температуры, при которой гарантируется работоспособность.

Обозначив индексами m и M соответственно минимальное и максимальное значения, получим

$V_i \in [V_{im}, V_{iM}]$,

$V_0 \in [V_{0m}, V_{0M}]$,

$V_i - V_0 \in [\Delta_m, \Delta_M]$, где $\Delta = V_i - V_0$,

$T \in [T_m, T_M]$,

$I_0 \in [I_{0m}, I_{0M}]$

Выбрав, например, $I_0 = I_{0M}$ и $T = T_A$ (температура окружающей среды), можно в системе координат V_i, V_0 нарисовать многоугольник ABCDEF, ограничивающий область работы стабилизатора.

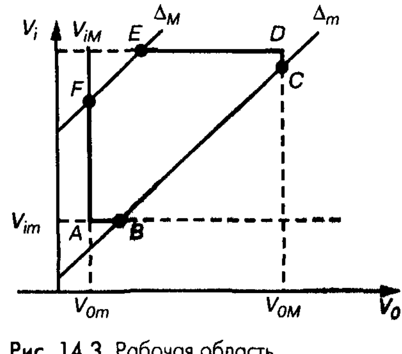


Рис. 14.3. Рабочая область стабилизатора

Многоугольник задается прямыми

$$V_i = V_{iM} \text{ и } V_i = V_{im}, V_0 = V_{0m} \text{ и } V_0 = V_{0M}, V_i - V_0 = \Delta_m \text{ и } V_i - V_0 = \Delta_M \quad (14\ 2)$$

14.1.3. Основные параметры

Коэффициент стабилизации входного напряжения

$K_{VI} = \Delta V_0 / V_0$ при изменении только напряжения V_i (другие параметры постоянны).

Коэффициент стабилизации нагрузки

$K_{V0} = \Delta V_0 / V_0$ при указанном изменении только тока I_0

Максимальный ток нагрузки I_{0M}.

Температурный коэффициент стабилизированного выходного напряжения

$$K_{VT} = (\Delta V_0 / V_0)[1/(T_2 - T_1)], \qquad (14.3)$$

где $T_2 - T_1$ – изменение рассматриваемой температуры при постоянстве других параметров.

Максимальный выходной ток I_{sc}

Максимальное значение выходного тока, при превышении которого включается защита по току, вызывающая быстрое возрастание выходного сопротивления стабилизатора.

Напряжение включения V_{sc}

Значение напряжения на выводах ограничивающего резистора, при котором срабатывает защита по току.

Выходной ток короткого замыкания I_{cc}

Значение выходного тока стабилизатора при коротком замыкании на выходе.

Опорное напряжение V_{REF}

Фиксированное стабильное напряжение, выбор которого определяет выходное напряжение стабилизатора.

Его не следует путать с напряжением V_r в формуле (14.1). Поэтому выражение имеет вид

$V_r = V_{REF} / k$,

где $k \leqslant 1$ в большинстве используемых схем.

14.1.4. Принципиальная схема

Стабилизатор напряжения на операционных усилителях

Как показывает рис. 14.4, можно построить стабилизатор напряжения, используя следующие элементы:

- источник опорного напряжения V_{ra}, обеспечивающий напряжение V_{REF},
- дифференциальный усилитель с высоким коэффициентом усиления A;
- буферный повторитель A_0;
- резистивный делитель R_1, R_2.

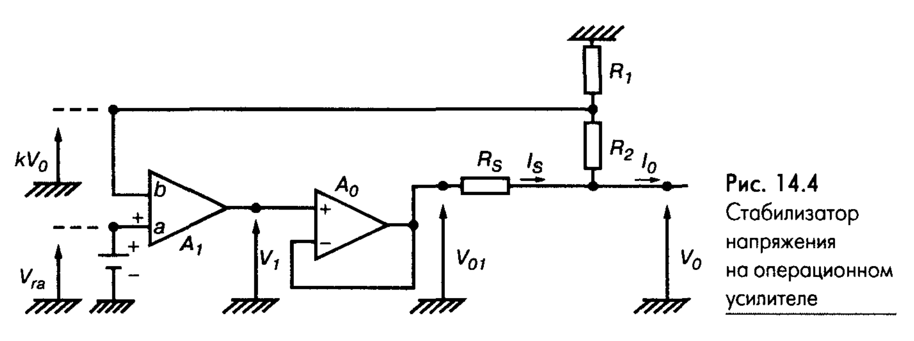


Рис. 14.4 Стабилизатор напряжения на операционном усилителе

Если считать операционный усилитель идеальным, можно записать

$$V_1 = A_1(V_{ra} - kV_0),$$

где

$$k = R_1/(R_1 + R_2),$$

$$V_{01} = V_1, \; V_0 = V_{01} - R_s I_s,$$

$$I_s = I_0 + V_0/(R_1 + R_2).$$

Находим

$$V_0[1 + kA_1 + R_s/(R_1 + R_2)] = A_1 V_{ra} - R_s I_0. \quad (14.4)$$

Предположим, что $kA_1 \gg 1$, $R_1/(R_1 + R_2) \ll 1$, тогда

$$V_0 = V_{ra}/k - (R_s/kA_1)I_0. \quad (14.5)$$

Это показывает, что выходное сопротивление равно $R_0 = R_S / kA_1$.

Опорное напряжение можно получить одним из способов, описанных в главе 6.

Стабилизатор с дифференциальным усилителем

Для сравнения напряжений V_{ra} и kV_0 используется дифференциальный каскад, часто применяемый в микросхемотехнике (рис. 14.5).

Эта схема проанализирована в разделе 7.2.7 главы 7.

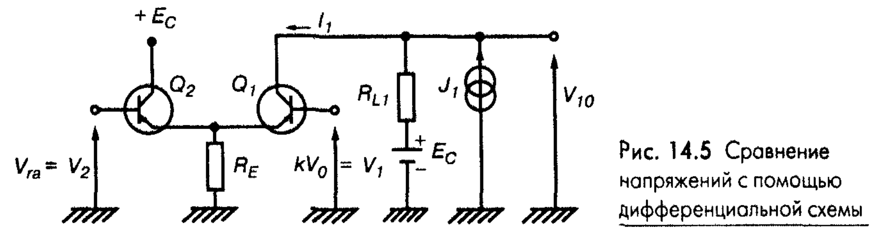


Рис. 14.5 Сравнение напряжений с помощью дифференциальной схемы

Если к коллектору транзистора Q_1 подключить резистивную нагрузку, тогда

$$V_{10} = -g_{fd}R_{L1}(V_1 - V_2) + E_c + R_{L1}(J_1 - I_{1p}),$$

где

$$I_{1p} = g_{fc}[(V_1 + V_2)/2 - V_{BE}]$$

На рис. 14.6 представлена еще одна **широко используемая схема** стабилизатора.

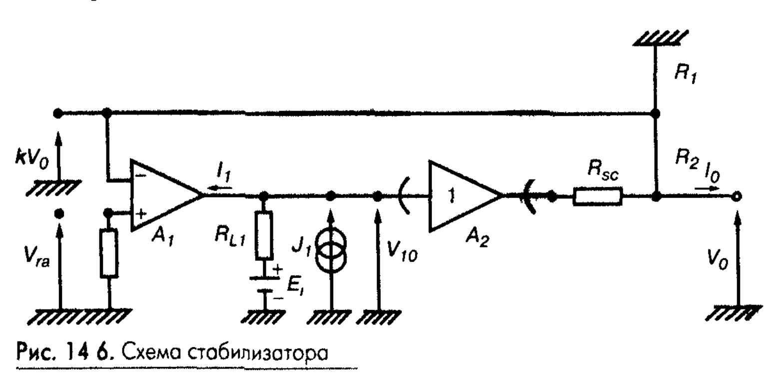


Рис. 14 6. Схема стабилизатора

Имеем

$$I_1 = g_{fd}(kV_0 - V_{ra}) + I_{1p},$$
$$V_{10} = E_1 - R_{L1}(I_1 - J_1),$$
$$V_0 = V_{10} - R_{sc}[I_0 + V_0/(R_1 + R_2)],$$

то есть

$$V_0[1 + kR_L g_{fd} + R_{sc}/(R_1 + R_2)] = E_1 - R_{L1}(I_{1p} - J_1) - R_{sc}I_0 + R_{L1}g_{fd}V_{ra}.$$

Если принять $R_{sc}/(R_1 + R_2) \ll 1$ и $kR_L g_{fd} \gg 1$,

то

$$V_0 = V_{ra}/k + [E_1 - R_{L1}(I_{1p} - J_1)]/kR_{L1}g_{fd} - R_{sc}I_0/kR_{L1}g_{fd}. \qquad (14.6)$$

Выходное сопротивление

$$R_0 = \Delta V_0 / \Delta I_0 = R_{sc} / kR_{L1}g_{fd} = R_{sc} / A_v \,. \qquad (14.7)$$

Защита на выходе

При коротком замыкании или перегрузке для ограничения выходного тока используется специальное устройство Так, схема на рис. 14.7 дополнена добавочной цепью ОС, состоящей из резистора R_{sc}, транзистора Q_{sc} и усилителя A_2

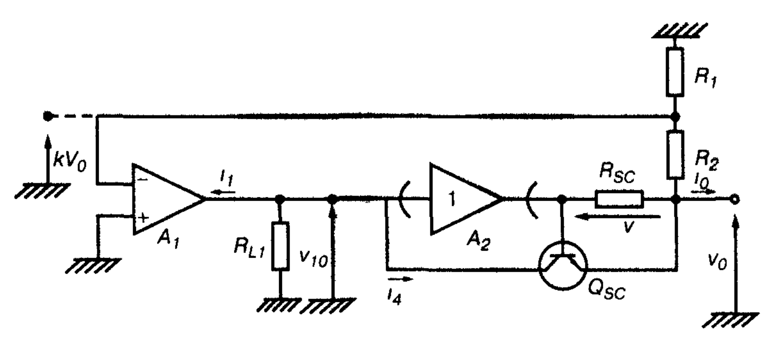


Рис. 14.7 Защита от короткого замыкания

Поскольку интерес вызывает только выходное сопротивление R_0, **более** удобно рассматривать динамический режим.

Таким образом, можно принять

$i_1 = \Delta I_1,\ v_{10} = \Delta V_{10},\ v_0 = \Delta V_0,\ i_0 = \Delta I_0.$

Кроме того, в качестве транзистора Q_{sc} выбираем модель с кусочно-линейными характеристиками При этом, если I_4 – ток коллектора Q_{sc}, а V – напряжение на резисторе R_{sc}, то в соответствии с рис 14.8 получаем

$I_4 = (V - V_{BE}) / r_E$ при $V > V_{BE}$, $I_4 = 0$ при $V \leqslant V_{BE}$.

Предположим, что защита сработала, тогда

$\Delta I_4 = i4,\ \Delta V = v,\ i_4 = v / r_E$

В этом случае

$i_1 = g_{fd}kv_0,\ v_{10} = -R_{L1}(i_1 + i_4),\ i_4 = v / r_E$

$v = R_{sc}[i_0 + v_0 / (R_1 + R_2)],\ v_{10} = v + v_0$

Положим, что

$A_0 = g_{fd}kR_{L1}$ – петлевое усиление петли стабилизатора,

$A_{cs} = R_{L1} / r_E$ – петлевое усиление цепи защиты.

Тогда можно записать

$$v_0 = -\frac{R_{sc}(1+A_{sc})}{1+A_v+[R_{sc}/(R_1+R_2)]A_{cs}} i_0 .$$

Таким образом, выходное сопротивление $R_0 = -v_0 / i_0$ возросло. Поэтому выражение (14.7)

$R_0 = R_{sc} / A_v$

при $A_{cs} \gg 1$, $A_v \gg 1$ имеет вид

$$R_0 = R_{sc}A_{cs} / [A_v + A_{cs}R_{sc} / (R_1 + R_2)]. \quad (14.8)$$

В частности

$A_v \ll A_{cs} \Rightarrow R_0 \to R_1 + R_2$.

Стабилизация низкого напряжения

Схема такого стабилизатора представлена на рис. 14.9.

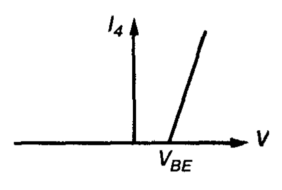


Рис. 14.8. Вольт-амперная характеристика транзистора

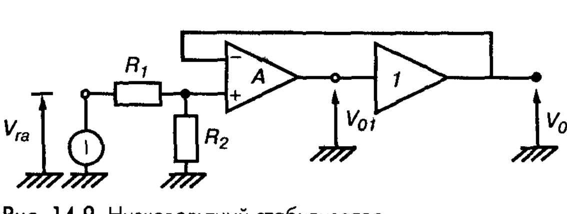


Рис. 14.9. Низковольтный стабилизатор

Как видно из схемы (рис. 14 9), $V_0 = V_{01} = [kA / (1 + A)]\, V_{ra}$, где $k = R_2 // (R_1 + R_2)$.

Отсюда следует, что $V_0 < V_{ra}$.

14.1.5. Стандарты

Основные спецификации и дополнения входят в стандарт NF C 96-112, а также UTE C 96-112.

В большинстве случаев входное напряжение питания лежит в диапазоне 8–50 В, при этом выходное стабилизированное напряжение регулируется в диапазоне 3–40 В.

Помимо этого, существуют стабилизаторы на интегральных схемах, обеспечивающих отрицательное выходное напряжение.

В качестве примера рассмотрим микросхему МАМ 0723. Спецификация предписывает в данном случае измерительную схему, представленную

на рис. 4.10, где выходное стабилизированное напряжение V_0 снимается с вывода e, а нестабилизированное входное напряжение V_{cc1} подводится к выводу H.

Для низковольтной схемы используется цепь, расположенная с левой стороны микросхемы на рис. 14.10,

$$V_0 = U_r R_2 / (R_1 + R_2),$$

$$1 / R_4 = 0;\ V_0 \in [2, 7]\ \text{В}.$$

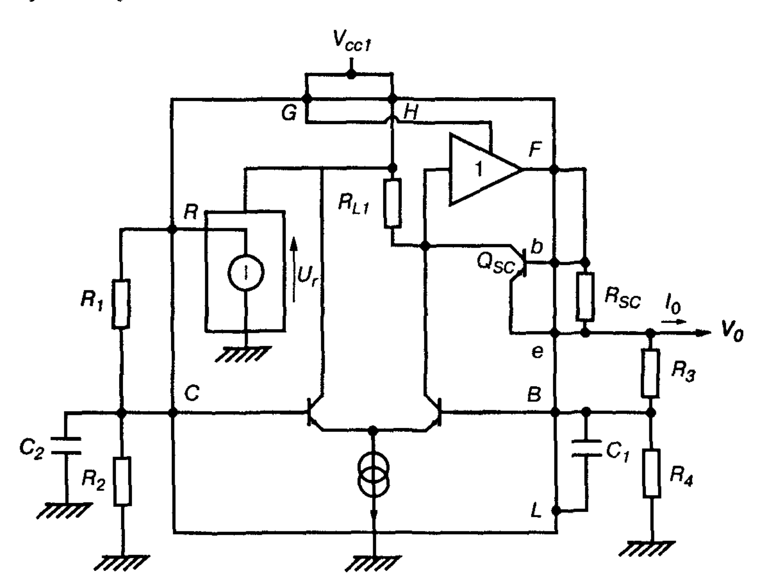


Рис. 14.10 Рекомендуемое подключение стабилизатора напряжения МАМ 0723

Для высоковольтной схемы используется цепь с правой стороны

$$V_0 = U_r (R_3 + R_4) / R_4,$$

в действительности $1 / R_2 = 0$; $V_0 \in [7, 37]$ В.

Выходной ток нагрузки изменяется в диапазоне 1–50 мА.

Обычно для микросхем стабилизаторов используется цилиндрический корпус Т0-99, F 96, а также F 109 и 109 A с 14 выводами.

Для увеличения максимального выходного тока следует использовать внешний усилитель в соответствии с указаниями, приведенными в спецификации.

Кроме того, можно выбрать специальный стабилизатор с более высоким выходным током.

14.2. Усилители мощности

14.2.1. Классы усиления

Различные *классы усиления* (режимы работы усилителей мощности) определяются на основе упрощенной схемы, представленной на рис. 14.11, в которой v_{be}, i_e, v_{ce} – мгновенные значения величин.

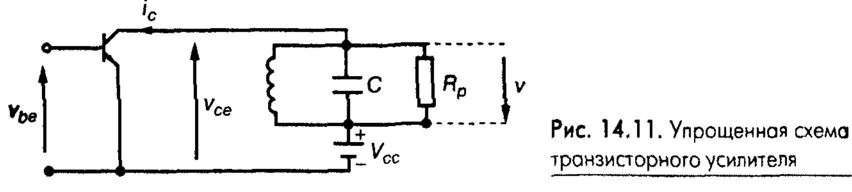


Рис. 14.11. Упрощенная схема транзисторного усилителя

Если для перехода база–эмиттер использовать кусочно-линейную модель, то можно записать

$i_c = (v_{be} - V_S)/r_e$ при $v_{be} > V_S$ и $i_e = 0$ при $v_{be} < V_S$.

У мощных транзисторов величина сопротивления r_e может составлять от нескольких ом до десятков ом при $V_S \approx 0{,}6$ В.

В зависимости от рабочего класса A, B или C получаем разброс между точками M_1 и M_2 на характеристике, представленной на рис. 14.12а–в.

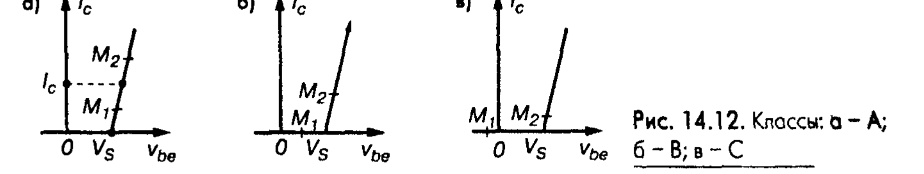


Рис. 14.12. Классы: а – A; б – B; в – C

Пусть на вход поступает синусоидальный сигнал, $v_{be} = U_b + U_1 \cos\omega t$, где U_b – напряжение смещения, тогда сигнал i_c на выходе может принимать одну из трех форм, представленных соответственно на рис. 14.13а – в.

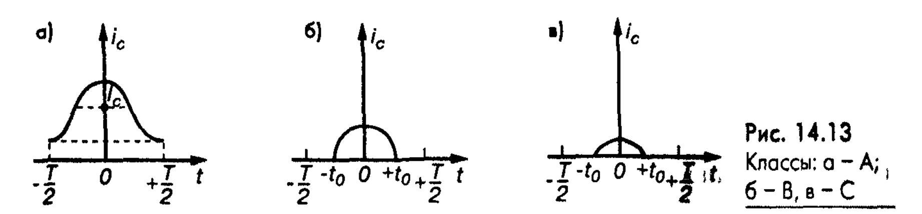


Рис. 14.13 Классы: а – A; б – B, в – C

Для режима класса A уравнение будет иметь вид:

$v_{be} = U_b + U_1 \cos \omega t$, где $U_b > V_S + U_1 \Rightarrow i_c = I_c + I \cos \omega t$ и $I_c > I$.

Для режима класса В: $\omega t_0 = \theta_0 = \pi/2$,

$$U_b = V_S \Rightarrow i_c = \frac{I}{2}\left[\cos\omega t + \left|\cos\omega t\right|\right] = \frac{I}{\pi} + \frac{I}{2}\cos\omega t + \ldots$$

Для режима класса С: $\theta_0 < \pi / 2$,

$U_b < V_S$, $i_c = I\,[\cos\omega t - \cos\theta_0]$, если $\cos\omega t > \cos\theta_0$,

$i_c = 0$, если $\cos\omega t < \cos\theta_0$.

Для классов В и С разложение в ряд Фурье приводит к выражению

$$i_c = \frac{I}{\pi}\left(\sin\theta_0 - \theta_0\cos\theta_0\right) + \frac{I}{2\pi}\left(2\theta_0 - \sin 2\theta_0\right)\cos\omega t + \ldots.$$

Часто используют промежуточную ситуацию, обозначаемую классом АВ, при которой

$$\frac{\pi}{2} < \theta_0 < \pi \text{ и } V_S < U_b < V_S + U_1.$$

14.2.2. Полезная мощность и КПД

Запишем импеданс нагрузки в виде

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{R_p}.$$

На постоянном токе $Z = 0$.

На резонансной частоте

$$\omega = 1/\sqrt{LC},\ Z = R_p.$$

В общем случае, когда $\theta_0 < \pi$, для усилителей классов В, С **или АВ** основная составляющая i_c на резонансной частоте ω имеет вид

$$i_c = \frac{I}{2\pi}\left(2\theta_0 - \sin 2\theta_0\right)\cos\omega t.$$

Другими гармониками можно пренебречь. Тогда

$$v = R_p\frac{I}{2\pi}\left(2\theta_0 - \sin 2\theta_0\right)\cos\omega t.$$

Полезная мощность, отдаваемая в нагрузку

$$P_u = \langle v i_c \rangle = \frac{R_p}{2}\left[\frac{I}{2\pi}\left(2\theta_0 - \sin 2\theta_0\right)\right]^2.$$

Мощность, потребляемая от источника питания определяется по формуле

$$P_A = \langle V_{cc} i_c \rangle = V_{cc} \frac{I}{\pi}(\sin\theta_0 - \theta_0 \cos\theta_0).$$

Выражение для мощности, рассеиваемой транзистором, имеет вид

$$P_D = \langle v_{ce} i_c \rangle = P_A - P_u.$$

КПД $\eta = P_u / P_A$, очевидно, зависит от амплитуды тока I.

14.2.3. Оптимальный КПД

КПД η максимален, когда амплитуда тока I также максимальна: $I = I_M$.

Учитывая напряжение $v_{ce} = v_{cs}$, запишем

$$I_M = \frac{V_{cc} - v_{cs}}{R_p} \frac{2\pi}{2\theta_0 - \sin 2\theta_0}.$$

Из этого следует

$$P_A = \frac{V_{cc}(V_{cc} - v_{cs})}{R_p} \frac{2(\sin\theta_0 - \theta_0 \cos\theta_0)}{2\theta_0 - \sin 2\theta_0},$$

$$P_u = \frac{1}{2} \frac{(V_{cc} - v_{cs})^2}{R_p},$$

$$\eta = \frac{1}{4} \frac{V_{cc} - v_{cs}}{R_p} \frac{2\theta_0 - \sin 2\theta_0}{\sin\theta_0 - \theta_0 \cos\theta_0}.$$

В таких условиях зависимость тока i_c от напряжения v_{ce} можно представить в виде кривой, приведенной на рис. 14.14.

Имеем $i_c = i_{cM} = I_M(1 - \cos\theta_0)$ при $v_{ce} = v_{cs}$

и $V_{cr} = V_{cc}(1 - \cos\theta_0) + v_{cs}$ при $i_c = 0$.

На рис. 14.15 показан характер зависимости КПД η от θ_0, где $I = I_M$. Приведенные числовые значения даны для идеального случая, когда $v_{cs} = 0$.

Схему, представленную на рис. 14.11, можно использовать в качестве антенного ВЧ усилителя радиопередающего устройства.

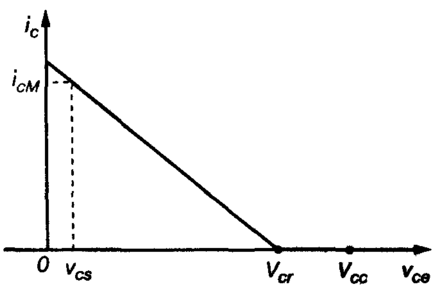


Рис. 14.14. Зависимость тока коллектора от напряжения коллектор–эмиттер

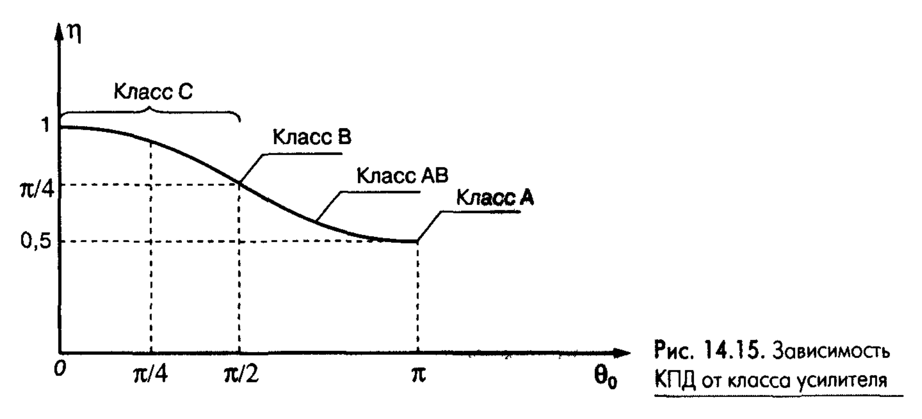


Рис. 14.15. Зависимость КПД от класса усилителя

14.2.4. НЧ усилители мощности класса B

Простая схема с одним биполярным транзистором показана на рис. 14.16.

Оба перехода (диодный и база–эмиттерный) ведут себя одинаково: $V_{BE} = V_S + r_e i_e$.

$$v = U\cos\omega t,\ i_e = \frac{U}{2R}\left[\cos\omega t + \left|\cos\omega t\right|\right],\ R = R_u + r_e,\ \ v_0 = R_u i_e.$$

Широко используемая схема с выходным двухтактным каскадом имеет вид, показанный на рис. 14.17.

$$v(t) = U\cos\omega t,\ R = R_u + r_e,$$

$$i_{en} = \frac{U}{2R}\left[\cos\omega t + \left|\cos\omega t\right|\right],\ i_{ep} = \frac{U}{2R}\left[-\cos\omega t + \left|-\cos\omega t\right|\right],\ v_0 = \frac{R_u}{R}U\cos\omega t.$$

Предполагаем, что сопротивление эмиттера r_e одинаково у обоих транзисторов.

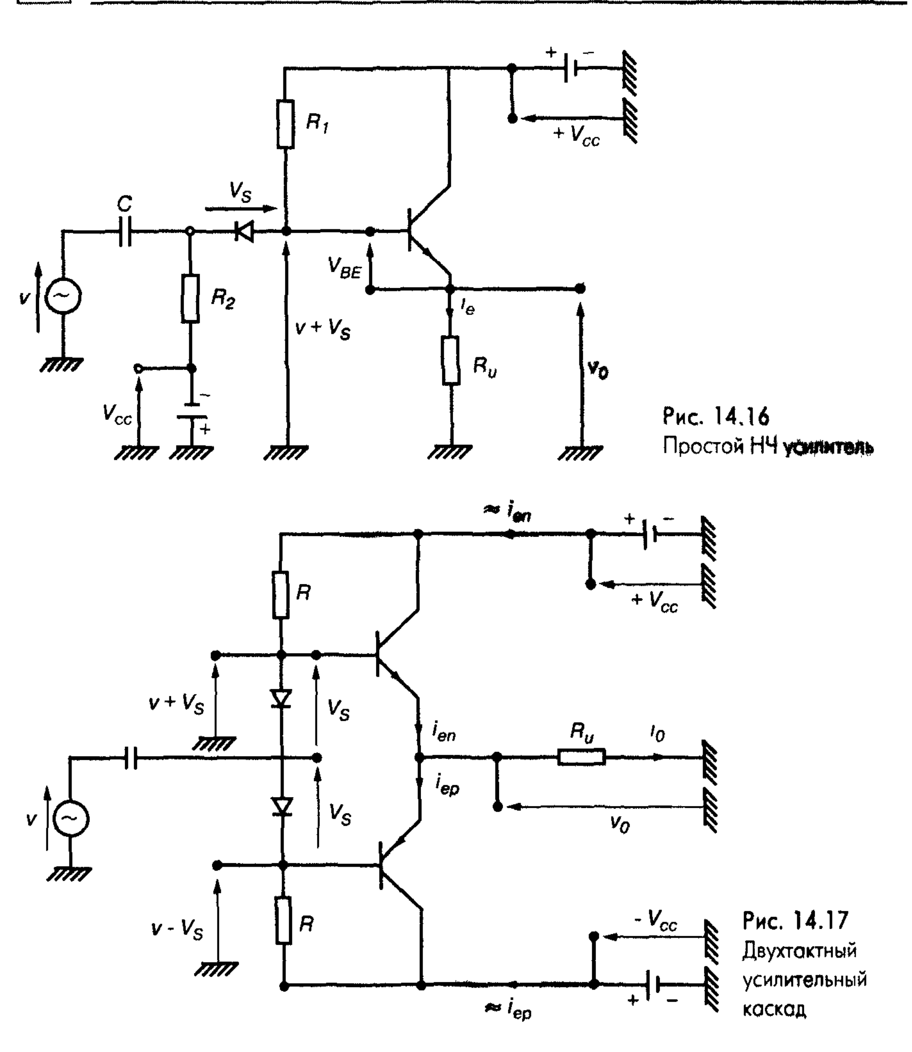


Рис. 14.16
Простой НЧ усилитель

Рис. 14.17
Двухтактный усилительный каскад

Для схемы с одним транзистором (рис 14.16):

выходная мощность: $P_s = \frac{R_u}{4R^2}U^2$;

мощность, потребляемая из источника питания: $P_A = \frac{V_{cc}}{R}\frac{U}{\pi}$;

КПД: $\eta = \frac{R_u}{R}\frac{U}{V_{cc}}\frac{\pi}{4}$.

Для схемы с двумя транзисторами (рис. 14 17):

выходная мощность: $P_s = \frac{1}{2}\frac{R_u}{R^2}U^2$;

мощность, потребляемая из источника питания: $P_A = 2\frac{V_{cc}}{R}\frac{U}{\pi}$;

КПД: $\eta = \frac{R_u}{R}\frac{U}{V_{cc}}\frac{\pi}{4}$.

В предельном случае
$U = U_M$ – максимально возможная амплитуда;
V_{CS} – напряжение коллектор–эмиттер;

$$\eta = \frac{R_u}{R}\left(1 - \frac{V_{cs}}{V_{cc}}\right)\frac{\pi}{4}.$$

14.2.5. Схема класса B на операционном усилителе

Операционный усилитель легко сопрягается с двухтактным усилителем мощности на транзисторах Q_1 и Q_2 (рис. 14.18).

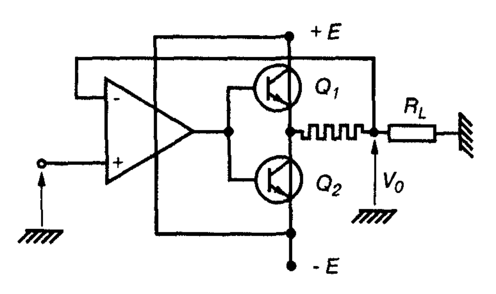


Рис 14.18 Операционный усилитель с двумя мощными выходными транзисторами

Для этого случая получим
$V_0 = V_i - V_s / A_{vd}$,
где V_s – пороговое напряжение транзисторов; A_{vd} – коэффициент усиления ОУ по напряжению для дифференциального сигнала при разомкнутой цепи ОС.

Как уже говорилось, $A_{vd} > 10\,000$.

Из этого следует, что пороговым эффектом можно пренебречь. Кроме того, необходимо вставить небольшое защитное сопротивление r, что не будет сильно влиять на выходное сопротивление, формула для которого примет вид $R_0 = r / A_{vd}$.

14.2.6. Рассеиваемая мощность

Для схемы с одним транзистором (рис. 14.16) рассеиваемая мощность

$$P_D = P_A - P_S \approx \frac{U}{R}\left(\frac{V_{cc}}{\pi} - \frac{U}{2}\right), \text{ при } R \approx R_u.$$

Максимальное значение этой мощности

$$P_D = P_{DM} = \frac{I}{R}\frac{V_{cc}^2}{\pi^2} \text{ при } U = 2\frac{V_{cc}}{\pi}.$$

Для схемы с двумя транзисторами (рис. 14.17)

$$P_D \approx \frac{U}{R}\left(\frac{2V_{cc}}{\pi} - \frac{U}{2}\right) \text{ и } P_{DM} = \frac{2}{R}\frac{V_{cc}^2}{\pi^2} \text{ при } U = 2\frac{V_{cc}}{\pi}.$$

Рассмотрим пример:

V_{cc} = 15 В, R = 10 Ом, при U ≈ 9,55 В, $P_D = P_{DM} \approx$ 2,25 Вт.

Если тепловое сопротивление R_{th} = 15 °С/Вт, то нагрев транзистора составляет

$T_j - T_A \approx$ 34 °С.

ГЛАВА 15. ТРАНЗИСТОРЫ НА АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ. ПРИМЕНЕНИЕ В ОБЛАСТИ СВЧ

15.1. Введение

С 1980 года электроника переживает небывалый подъем благодаря появлению транзисторов, способных работать в области *СВЧ* (1–100 ГГц). В частности, речь идет о транзисторах на арсениде галлия GaAs с барьером Шотки, у которых произведение коэффициент усиления–диапазон может достигать 100 ГГц и более.

Поскольку выше описывались только германиевые и кремниевые транзисторы с невысокими частотными характеристиками, рассматривались цепи с сосредоточенными параметрами, так как длина соединений не превышала одной сотой длины волны, то есть примерно 0,2–0,3 см при 500 ГГц.

Здесь будет исследована работа усилителей на частотах, превышающих 1 ГГц. Поэтому речь пойдет о цепях с распределенными параметрами.

15.2. Линии передачи

15.2.1. Основные параметры

Рассмотрим длинную линию с потерями длиной ℓ (рис. 15.1). Обозначим мгновенное напряжение в точке x через v (x, t), а мгновенный ток – i (x, t). Участок dx линии можно представить в виде эквивалентного четырехполюсника (рис. 15.2), обладающего:

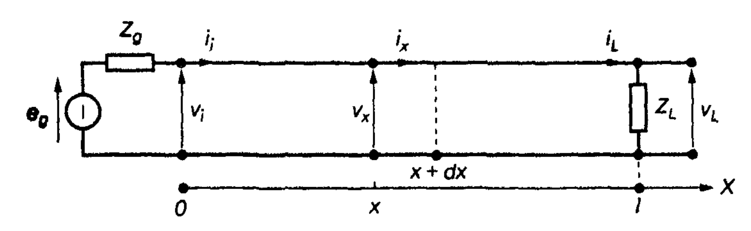


Рис. 15.1. Модель распределенной линии с потерями

- погонной (на единицу длины) индуктивностью L;
- погонной емкостью C.

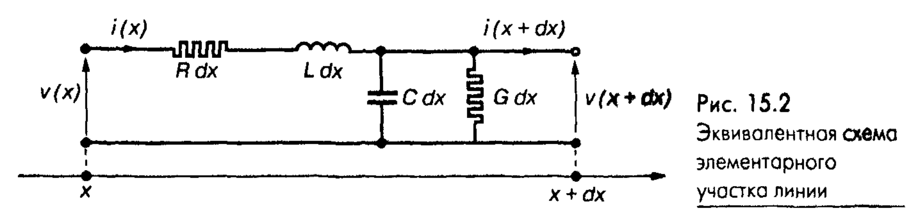


Рис. 15.2 Эквивалентная схема элементарного участка линии

Для учета потерь вводится последовательное погонное сопротивление R и параллельная погонная проводимость G.

Величины v (x, t) и i (x, t) описываются следующими уравнениями:

$$\partial v/\partial x = -Ri - L\,\partial i/\partial t\,,\quad \partial i/\partial x = -Gv - C\,\partial v/\partial t\,,$$

и в синусоидальном режиме, с использованием комплексных амплитуд $\underline{V}(x)$ и $\underline{I}(x)$, эти уравнения принимают вид:

$$\partial\underline{V}/\partial x = -(R + j\omega L)\underline{I}\,,\qquad \partial\underline{V}/\partial x = -(G + j\omega C)\underline{V}\,. \tag{15.1}$$

Из этого получаем:

$$\partial^2\underline{V}/\partial x^2 - \gamma^2\underline{V} = 0\,,\qquad \partial^2\underline{I}/\partial x^2 - \gamma^2\underline{I} = 0\,, \tag{15.2}$$

где $\gamma^2 = (R + j\omega L)(G + j\omega C)$,

$\gamma^2 = \alpha + j\beta$ – постоянная (коэффициент) распространения.

После введения характеристического импеданса

$$Z_c = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}$$

получаем общее решение уравнения (15.2)

$$\underline{V}(x) = \underline{V}^+ + \underline{V}^- = A\,e^{-\gamma x} + B\,e^{+\gamma x}\,; \tag{15.3}$$

$\underline{I}(x) = \underline{I}^+ + \underline{I}^- = (A e^{-\gamma x} - B e^{+\gamma x})/Z_C$.

В этих выражениях соответственно появляются:

- прямая волна: $\underline{V}^+$ и $\underline{I}^+$, направленная в сторону возрастания x;
- отраженная волна: $\underline{V}^-$ и $\underline{I}^-$, направленная в сторону убывания x.

Для линии без потерь имеем

$$\gamma^2 = -\omega^2 LC,\ \gamma = j\omega\sqrt{LC} = j\omega/\nu,$$

где $\nu = 1/\sqrt{LC}$ – коэффициент фазы,

$$Z_C = \sqrt{L/C}.$$

Если линия нагружена на импеданс Z_L и получает питание в точке $x = 0$ от источника напряжения V_i (рис. 15.3), то

$$\begin{bmatrix} \underline{V}(x) \\ \underline{I}(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\omega x}{\nu} & -jZ_C \sin\frac{\omega x}{\nu} \\ -j\frac{1}{Z_C}\sin\frac{\omega x}{\nu} & \cos\frac{\omega x}{\nu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_i \\ \underline{I}_i \end{bmatrix} \tag{15.4}$$

и наоборот, если $x = \ell$:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_i \\ \underline{I}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\omega \ell}{\nu} & -jZ_C \sin\frac{\omega l}{\nu} \\ j\frac{1}{Z_C}\sin\frac{\omega \ell}{\nu} & \cos\frac{\omega \ell}{\nu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_L \\ \underline{I}_L \end{bmatrix}. \tag{15.5}$$

В табл. 15.1 приведены величины входного сопротивления $\underline{Z}_L = \underline{V}_L / \underline{I}_L$ для различных значений $\underline{Z}_l = \underline{V}_l / \underline{I}_l$ и ℓ.

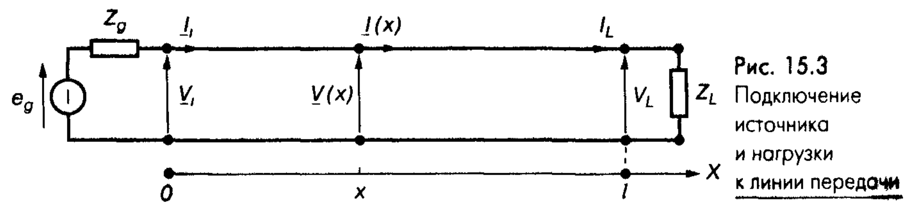


Рис. 15.3 Подключение источника и нагрузки к линии передачи

15.2.2. Коэффициенты отражения

Участок линии без потерь с действительным характеристическим импедансом $Z_C = R_C$, представленный четырехполюсником Q (рис. 15.4), соединен

Таблица 15.1. Параметры распределенной линии

Импеданс Z_L	Длина ℓ	Значение $\underline{Z}_i$
$Z_L = Z_C$	$\forall \ell$	Z_C
$Z_L = 0$ Выход в режиме короткого замыкания	$\forall \ell$	$jZ_C \mathrm{tg}\frac{\omega l}{v}$
$1 / Z_L = 0$ Выход в режиме размыкания	$\forall \ell$	$jZ_C / \mathrm{tg}\frac{\omega l}{v}$
$\forall Z_L$	$\ell = \lambda / 2$	$Z_i = Z_L$
$\forall Z_L$	$\ell = \lambda / 4$	$Z_i = Z_C^2 / Z_L$

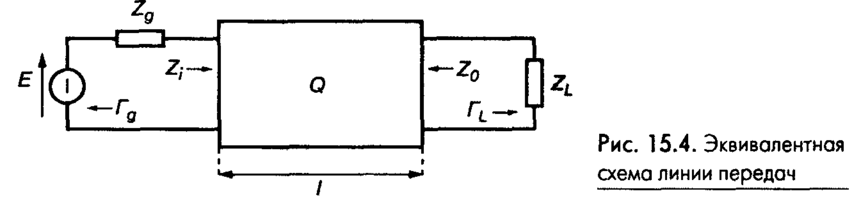


Рис. 15.4. Эквивалентная схема линии передач

с нагрузкой Z_L и с генератором, имеющим внутреннее сопротивление Z_g. Тогда *коэффициент отражения* со стороны нагрузки

$$\Gamma_L = (\underline{Z}_L - \underline{Z}_0)/(\underline{Z}_L + \underline{Z}_0), \tag{15.6}$$

где $\underline{Z}_0$ – выходное сопротивление транзистора Q.

Аналогично коэффициент отражения со стороны источника имеет вид

$$\Gamma_g = (\underline{Z}_g - \underline{Z}_i)/(\underline{Z}_g - \underline{Z}_i), \tag{15.7}$$

где $\underline{Z}_i$ – входное сопротивление транзистора Q.

Для того чтобы передать максимум мощности, необходимо выполнение следующего равенства:

$\underline{Z}_g = \underline{Z}_i^*$.

Из этого следует

$$\underline{Z}_i = \underline{Z}_0^* \text{ и } \Gamma_g = \Gamma_L^*. \tag{15.8}$$

15.2.3. Матрица распределения

Данный раздел основывается на положениях стандарта CEI 747 – 1, который дает основные определения параметров S, а также преобразующие формулы с другими параметрами.

Кроме того, будут использованы важные результаты, представленные в книге М. А. Пико «Applications moderne de la théorie des lignes» (Современное применение теории линий), опубликованной в ENSTA (Высшей национальной школе продвинутых технологий)

На рис 15.5 показаны прямые волны a_1 и a_2, а также отраженные волны b_1 и b_2.

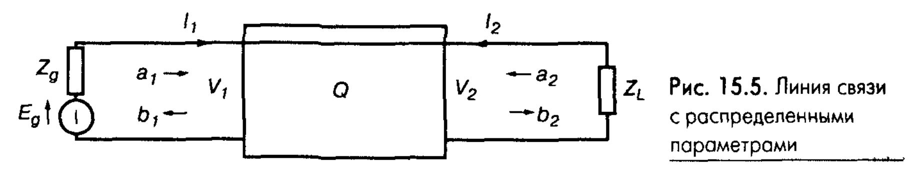


Рис. 15.5. Линия связи с распределенными параметрами

Обычно входы четырехполюсника соединены с одной стороны с источником, а с другой – с нагрузкой через участок линии или согласующую цепь, которые для упрощения на рис. 15 5 не показаны.

Взяв в качестве опорного сопротивление R_C, которое представляет собой согласующее сопротивление, как правило, равное 50 Ом, можно определить амплитуды прямых волн a_1 и a_2 следующим образом·

$$a_1 = (V_1 + R_C I_1)/2\sqrt{R_C},$$

$$a_2 = (V_2 + R_C I_2)/2\sqrt{R_C} \qquad (15\,9)$$

через параметры S_{ij} определяются отраженные волны: $b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$,

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \qquad (15.10)$$

Количественно $|a_1|^2$ и $|a_2|^2$ измеряются в ваттах.

У пассивного четырехполюсника $S_{12} = S_{21}$, а у активного $S_{12} \neq S_{21}$

В отсутствие обратной связи: $S_{12} = 0$, S_{11} – коэффициент отражения на входе.

15.2.4. Усиление по мощности активного четырехполюсника

Рассмотрим четырехполюсник (рис. 15.5), который является усилителем с сосредоточенными параметрами, и введем нормализованный входной сигнал

$$b_g = E_g \frac{Z_i}{Z_i + Z_g} \frac{1}{\sqrt{R_C}}, \qquad (15.11)$$

где Z_i – входное сопротивление четырехполюсника.

Среднюю мощность, передаваемую в нагрузку, можно определить так:

$$P_L = \frac{1}{2}\left[|b_2|^2 - |a_2|^2\right],$$

где $a_2 = \Gamma_L b_2$.

Поскольку Γ_L задается **формулой (15.6), уравнение примет следующий** вид:

$$\Rightarrow P_L = \frac{1}{2}|b_2|^2\left[1 - |\Gamma_L|^2\right]. \qquad (15.12)$$

Мощность источника оцени**вается следующим образом:**

$$P_g = \frac{1}{2}|a_1|^2 = \frac{1}{2}|b_g|^2 \Big/ \left(1 - |\Gamma_g|^2\right). \qquad (15.13)$$

Отсюда можно получить усиление **по мощности**

$$G_p = \frac{P_L}{\Gamma_g} = \frac{|b_2|^2}{|b_g|^2}\left[1 - |\Gamma_L|^2\right]\left[1 - |\Gamma_g|^2\right], \qquad (15.14)$$

где b_2 / b_g *определяется из формулы* (15.10): $a_1 = b_g + \Gamma_L b_1$ и $a_2 = \Gamma_L b_2$
Тогда усиление по мощности будет равно

$$G_p = |S_{21}|^2\left(1 - |\Gamma_L|^2\right)\left(1 - |\Gamma_g|^2\right) \Big/ \left|(1 - S_{11}\Gamma_g)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_g\Gamma_L\right|^2. \qquad (15{,}15)$$

Усиление по мощности максимально, когда

$\Gamma_g = \Gamma_1^*$ и $\Gamma_L = \Gamma_0^*$,

где $$\Gamma_1 = S_{11} + S_{12}S_{21}\left[\Gamma_L / (1 - S_{22}\Gamma_L)\right] \qquad (15.16)$$

$$\Gamma_0 = S_{22} + S_{12}S_{21}\left[\Gamma_g / (1 - S_{11}\Gamma_g)\right] \qquad (15.17)$$

При $S_{12} = 0$ обратная связь отсутствует, что часто имеет место у усилителей, работающих в нижнем диапазоне СВЧ, 1 ГГц – 3 ГГц. И в оптимальных условиях согласования получаем $\Gamma_g = \Gamma_1^* = S_{11}^*$, $\Gamma_L = \Gamma_0^* = S_{22}^*$.

$$G_p = |S_{21}|^2 \Big/ \left(1 - |S_{11}|^2\right)\left(1 - |S_{22}|^2\right). \qquad (15.18)$$

15.2.5. Стабильность

Проблема стабильности возникает, **когда $S_{12} \neq 0$, то есть обратной** связью пренебречь нельзя.

Для того чтобы усилитель не подвергался помехам, необходимо выполнение следующих неравенств:

$$|\Gamma_1| < 1 \text{ и } |\Gamma_0| < 1 \qquad (15\,19)$$

Вводится коэффициент стабильности K, равный

$$K = \left[1 + |\Delta S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2\right] \Big/ 2|S_{12}||S_{21}|; \qquad (15.20)$$

$$\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}.$$

При K > 1 четырехполюсник безусловно стабилен.

15.2.6. Соотношения между параметрами S_{ij} и y_{ij}

Предположим, что

$$A(S) = (1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21},$$

тогда получим

$$y_{11} = [S_{12}S_{21} + (1 - S_{11})(1 + S_{22})] / R_C A(S), \qquad \textbf{(15.21)}$$

$$y_{12} = -2S_{12}/R_C A(S), \; y_{21} = -2S_{21}/R_C A(S),$$

$$y_{22} = [S_{12}S_{21} + (1 + S_{11})(1 - S_{22})] / R_C A(S).$$

15.3. GaAs-транзисторы

15.3.1. Полевой транзистор с барьером Шотки: основные сведения

Полевой транзистор с барьером Шотки (MESFET) – это устройство, работающее на полевом эффекте. На рис 15.6 показана его геометрическая структура, в которой можно выделить следующие основные части:

- подложку из полупроводникового соединения GaAs с очень высоким удельным сопротивлением;
- активный слой, сформированный соединением GaAs, легированный n примесями (GaAs n), с удельным сопротивлением, близким $\rho = 10^5$ Ом/м/м^2;
- диод металл – полупроводник, возникающий в месте контакта затвора – GaAs, образующий барьер Шотки;
- три внешних вывода: исток, затвор и сток

При использовании алюминия величина барьера Шотки V_{bi} составляет порядка 0,8 В.

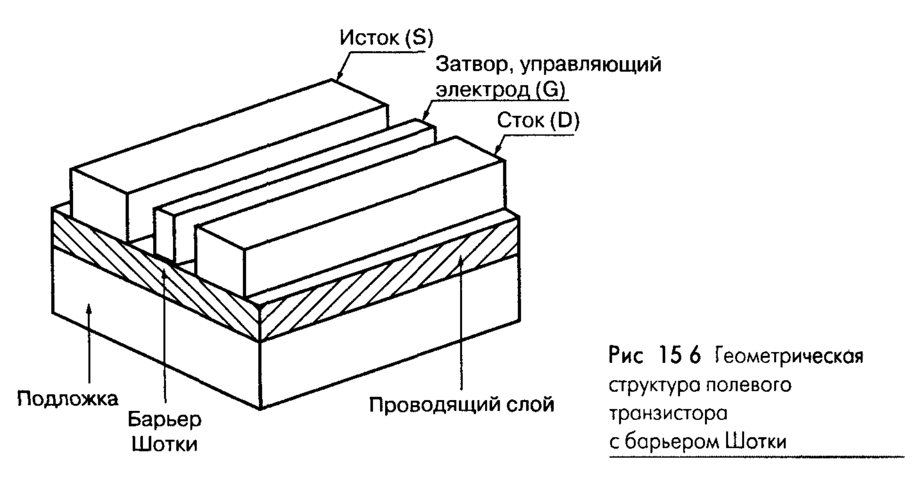


Рис 15 6 Геометрическая структура полевого транзистора с барьером Шотки

15.3.2. MESFET. Статические характеристики

На рис. 15.7 представлены нормальные условия подключения транзистора, при которых на затвор G подано отрицательное по отношению к истоку напряжение, так что переход Шотки заперт в обратном направлении. Это вызывает появление области обеднения, а следовательно, высокого сопротивления, вблизи перехода. Глубина этой области возрастает с повышением значения напряжение $|V_{GS}|$.

При $V_{GS} = V_T$ (пороговое напряжение) область обеднения полностью перекрывает канал и ток не может проходить между D и S.

При $V_{GS} > 0$, $V_T < V_{GS} < 0$ (рис. 15.8) ток I_{DS} идет от D к S, при этом ток затвора практически равен нулю.

Типичные зависимости I_D от V_{DS} и тока насыщения стока I_{DS} от напряжения V_{GS} показаны на рис. 15.9 и 15.10.

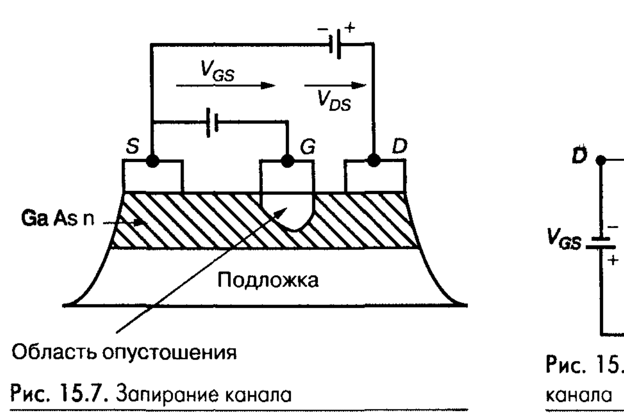


Рис. 15.7. Запирание канала

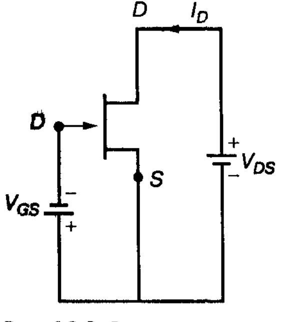


Рис. 15.8. Режим запирания канала

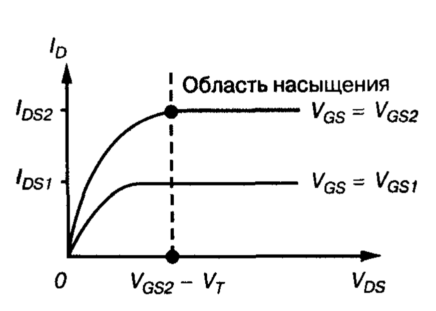


Рис. 15.9. Зависимость тока стока от напряжения сток–исток

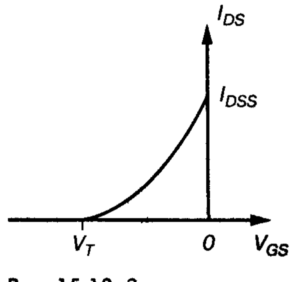


Рис. 15.10. Зависимость тока насыщения стока от напряжения затвора–исток

$V_T = V_{bi} - V_p$,

где V_p – напряжение отсечки.

При $V_{GS} \leqslant V_T$, $I_{DS} = 0$.

Если напряжением затвора можно пренебречь, то получаем $V_T = -V_p$ или то же пороговое значение, что и для полевых транзисторов с управляющим n-переходом.

Возвращаясь к характеристике $I_D = f(V_{DS})$, построенной при одном или нескольких значениях напряжения V_{GS}, можно наблюдать:

- область линейного изменения при достаточно низком значении V_{DS} (омический участок);
- так называемую область насыщения (отсечки) при $V_{DS} >> V_{GS} - V_T$, в которой $I_D \approx I_{DS}$, мало зависящем от напряжения V_{DS}.

При $V_{GS} > V_T$ упрощенное выражение зависимости I_{DS} от напряжения V_{DS} имеет следующий вид:

$$I_{DS} = I_{DSS}\left[1 - \left(V_{GS}/V_T\right)^m\right] \quad (15.22)$$

при $V_T < V_{GS} < 0$.

Обычно принимают m = 1, за исключением некоторых устройств, у которых значение напряжения V_p очень мало или очень велико ($V_p > 4$ В, $V_p < 2$ В); в этом случае m близко к 2.

15.3.3. Упрощенная эквивалентная схема

На рис. 15.11 представлена упрощенная эквивалентная П-образная схема без паразитных элементов.

В области насыщения при низких частотах активная проводимость задается формулой

$$g_m \approx \partial I_D / \partial V_{GS} \text{ при постоянном } V_{DS}.$$

Выходная активная проводимость, также при низких частотах, имеет вид

$1/r_d = g_d \approx \partial I_D/\partial V_{DS}$ при постоянном V_{GS}

При f < 2 ГГц можно не принимать в расчет **обе емкости C_{GD} и C_{DS}**.

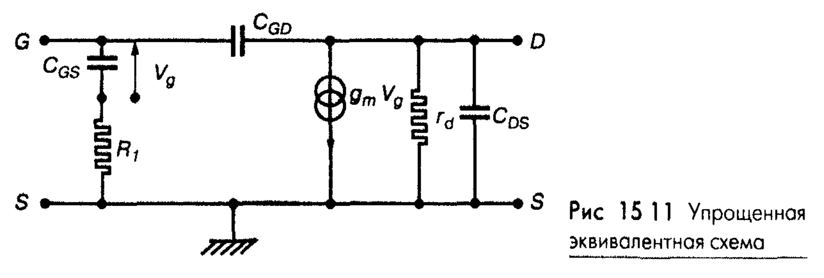


Рис 15 11 Упрощенная эквивалентная схема

15.3.4. Усиление по мощности

Пренебрегая влиянием емкостей C_{GD} и C_{DS}, рассмотрим схему усилителя, представленную на рис 15 12 Источник напряжения u (t) = U cos ωt имеет внутреннее сопротивление Z_g

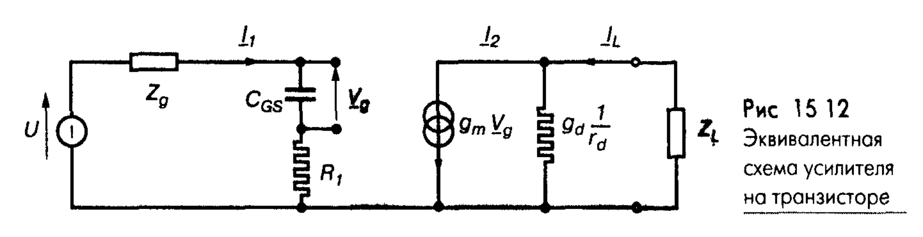


Рис 15 12 Эквивалентная схема усилителя на транзисторе

Если $\underline{I}_1$ – входной ток, то

$$\underline{I}_2 = g_m \underline{I}_1 / j\omega C_{GS}$$

Отсюда получаем усиление **по току A_i в режиме короткого замыкания**

$$\underline{A}_i = \underline{I}_2/\underline{I}_1 = g_m / j\omega C_{GS}$$

Тогда произведение коэффициент усиления–диапазон **f_T, величина** f при котором A_i = 1, определяется по следующей формуле

$$f_T = g_m / 2\pi C_{GS} \qquad (15\ 23)$$

При g_m = 25 мС, емкости C_{GS} в пределах 0,2–0,5 пФ получим 8 ГГц $\leqslant f_T \leqslant$ 20 ГГц

Согласование по мощности на входе требует выполнения условия

$$Z_g^* = R_1 + \frac{1}{j\omega C_{GS}} \Rightarrow Z_g = R_g + j\omega L_g,$$

где $R_g = R_1$ при $\omega L_g = 1/\omega C_{GS}$

Тогда можно записать

$\underline{I}_1 = U/2R_1$,

$\underline{V}_g = U/2j\omega C_{GS} R_1$,

$\underline{I}_2 = g_m U/2j\omega C_{GS} R_1$

Активная входная мощность оценивается следующим образом:

$$P_1 = \mathrm{Re}\left(\underline{I}_1 \underline{U}_1^*/2\right) = U^2/8R_1 .$$

Приравняв $Z_L = R_L$ (чисто омическое сопротивление), получим

$\underline{I}_L = \underline{I}_2/(1+g_d R_L)$, $\underline{V}_L = -R_L \underline{I}_L$

Выходная активная мощность определяется по формуле

$$P_L = \mathrm{Re}\left(-V_L I_L^*/2\right) = \left[(g_m U/2\omega C_{GS} R_1)^2 R_L\right] / \left[2(1+g_d R_L)^2\right]$$

Тогда выражение для усиления по мощности примет вид

$$G_p = \left[(g_m / \omega C_{GS})^2 R_L\right] / \left[R_1 (1+g_d R_L)^2\right]$$

В случае согласования на выходе $R_L = r_d = 1/g_d$

$$G_p = \left[(g_m /2\omega C_{GS})^2 r_d\right] / R_1 \qquad (15\,24)$$

Произведение усиление–диапазон f_1, или частота, при которой $G_p = 1$, задается формулой

$$f_1 = (g_m/4\pi C_{GS}) / \sqrt{r_d/R_1}$$

Если r_d = 300 Ом, R_1 = 6 Ом, C_{GS} = 0,5 пФ, получим

$f_1 \approx 28$ ГГц

15.3.5. Согласование

В подавляющем большинстве случаев усилительный каскад имеет вид, представленный на рис 15 13

R_1 и R_2 – цепи согласования на входе и на выходе

Обычно $R_g = R_L = R_C$ = 50 Ом

Если выполнено согласование по мощности, можно использовать формулу (15 8) для вычисления коэффициента усиления по мощности.

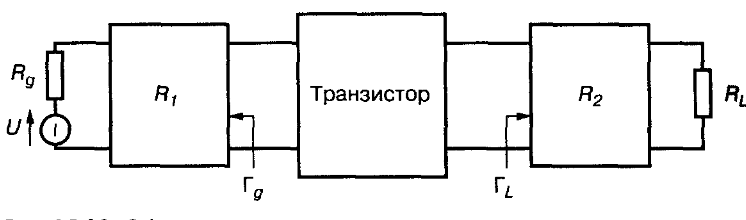


Рис. 15.13. Общий вид усилительного каскада

Согласованные цепи можно представить в виде простых ячеек с емкостью и индуктивностью (рис. 15.14).

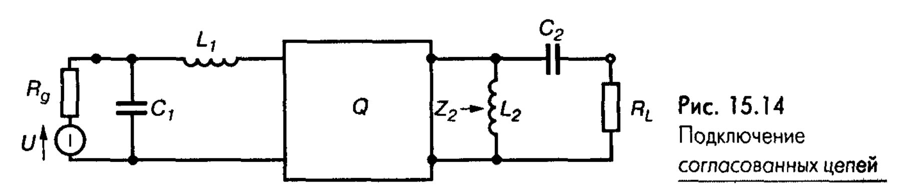


Рис. 15.14 Подключение согласованных цепей

Например, если $\omega^2 L_2 C_2 = 1$, то

$$Z_2 \approx (L_2/C_2R_L)/(1 + j\omega C_2 R_L),$$

если $\omega^2 C_2^2 R_L^2 \gg 1$, то $Z_2 \approx L_2/C_2R_L$.

Аналогично проводятся выкладки и для входной цепи.

Кроме того, можно использовать свойства линии длиной ℓ, замкнутой на сопротивление Z_L (рис 15 15).

Рис. 15.15. Длинная линия

$$Z = R_C \frac{Z_L + jR_C \mathrm{tg}\beta\ell}{R_C + jZ_L \mathrm{tg}\beta\ell}. \quad (15\ 25)$$

Выбираем $\beta\ell$ для получения

$$Z = Z_L^*,\ X + jY = R_L - jX_L.$$

Однако простое решение не всегда возможно.

Напомним, что из этого уравнения можно получить:

- емкостное сопротивление (разомкнутый выход);
- индуктивное сопротивление (замкнутый выход).

Часто используют два трансформатора, один на входе, другой на выходе В этом случае получаем эквивалентную схему усилительного каскада, представленную на рис. 15.16.

Емкость C_1 практически равна емкости C_{GS} (рис 15 12).

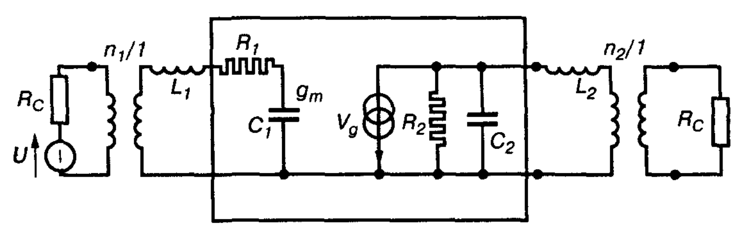


Рис. 15.16. Согласование на входе и на выходе

Согласование на входе на частоте ω_0 требует выполнения следующих условий в окрестностях этой частоты.

$$R_C/n_1^2 = R_1,\ \omega_0^2 L_1 C_1 = 1. \tag{15.26}$$

Для согласования по выходу в окрестностях частоты ω_0 необходимо

$$R_2 = n_2^2 R_C,\ \omega_0^2 L_2 C_2 = 1. \tag{15.27}$$

В этих условиях, поскольку влиянием $C_2 \approx C_{DS}$ можно пренебречь, максимальное усиление по мощности задается формулой (15.14) и, заменяя C_{GS} на C_1 и r_d на R_2, получаем

$$G_p = \left(\frac{g_m}{4\omega C_1}\right)^2 \frac{R_2}{R_1} \text{ при } \omega \approx \omega_0. \tag{15.28}$$

Коэффициент усиления по мощности уменьшается на 20 дБ на декаду.

Для более высоких частот· $\omega \gg 1/R_2\, C_2$ следует учитывать влияние $C_2 \approx C_{DS}$. В этом случае усиление уменьшается примерно на 40 дБ на декаду.

15.3.6. Усилитель с распределенным усилением

Такое усилительное устройство позволяет улучшить произведение коэффициента усиления на диапазон.

Усилители распределены вдоль двух линий передач – L_1 и L_2 (рис 15.17).

Линии состоят из элементов LC, выводы катушек индуктивности которых соединены с одной стороны с различными стоками D_1–D_n транзисторов (L_1), а с другой – с затворами G_1–G_n тех же транзисторов (L_2), как показано на рис. 15.18.

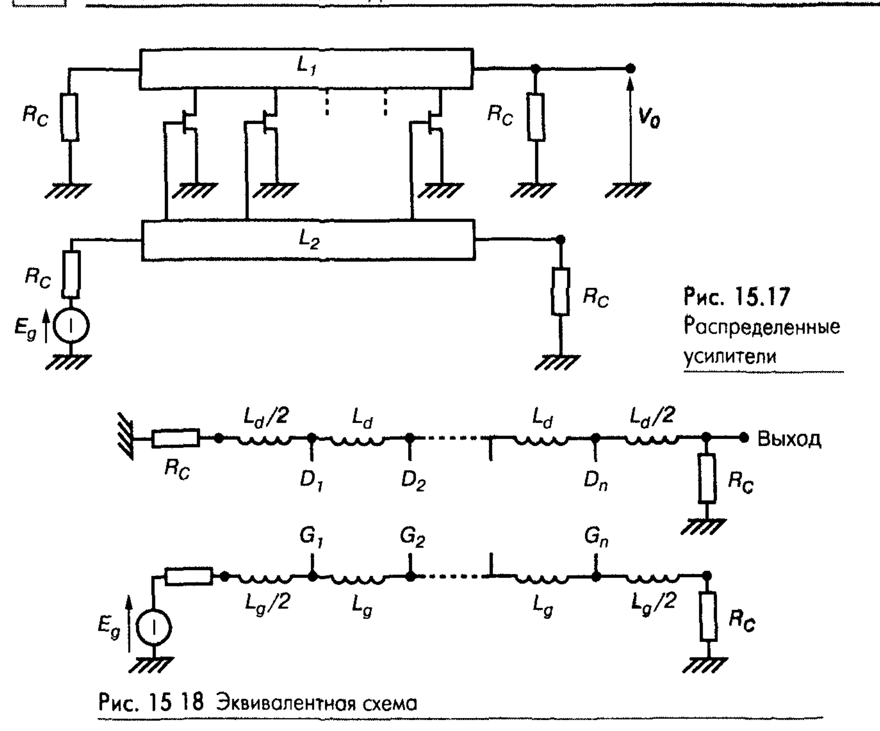


Рис. 15.17 Распределенные усилители

Рис. 15 18 Эквивалентная схема

Если φ_g – фазовый сдвиг между элементами на входе, а φ_d – фазовый сдвиг между элементами на выходе, то их следует уравнять

$$\varphi_g = \varphi_d$$

В этом случае усиление по мощности всего устройства задается следующей формулой:

$$G_p = \frac{1}{4} n^2 g_m^2 R_C^2,$$

где g_m – активная проходная проводимость каждого каскада.

15.3.7. Коэффициент шума

Несомненное преимущество полевых транзисторов с барьером Шотки и подобных им, помимо работы в областях повышенных частот, заключается в низком *коэффициенте шума*.

Когда входное сопротивление R_i активного четырехполюсника согласовано с сопротивлением источника R_g (рис. 15 19), то средняя мощность возникающего белого шума

$P_{in} = kT_e\Delta f = N_0\Delta f,$

где

T_e – температура входного источника (в данном случае температура резистора R_g);

$k = 1{,}37 \times 10^{-23}$ Дж/градус – постоянная Больцмана;

N_0 – спектральная плотность мощности, которая считается постоянной в интервале наблюдения Δf и выражается в Вт/Гц.

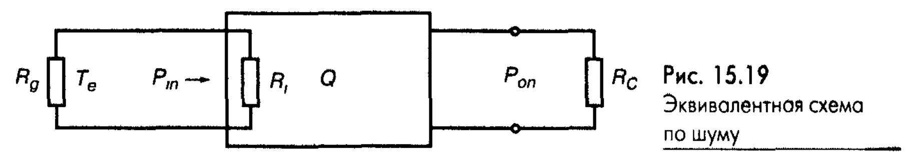


Рис. 15.19 Эквивалентная схема по шуму

Мощность шума на выходе вычисляется по формуле

$P_{on} = kT_S\Delta f > GkT_e\Delta f.$

Чтобы учесть эту дополнительную величину шума от четырехполюсника Q, введем эквивалентную температуру T_{eq}, так что:

$P_{on} = G_p k (T_e + T_{eq}) \Delta f,$

$T_S = G_p (T_e + T_{eq}).$

Если четырехполюсник Q и источник имеют одинаковую температуру T_e, можно записать

$P_{on} = G_p F k T_e \Delta f = G_p k (T_e + T_{eq}) \Delta f,$

из чего следует определение коэффициента шума:

$F = 1 + T_{eq}/T_e,$

который, как правило, выражается в децибелах: 10 lg F.

15.4. Различные типы и характеристики полевых транзисторов

15.4.1. TEGFET и его разновидности

Среди наиболее интересных разновидностей полевых транзисторов на арсениде галлия можно назвать TEGFET (*Two dimensional Electron Gas Field Effect Transistor* – полевой транзистор с двумерным электронным газом), примерная структура которого представлена на рис. 15.20.

Более детальную информацию по физическим и технологическим характеристикам такого транзистора можно получить из литературы, указанной в конце этой главы.

TEGFET позволяет обеспечить более высокую скорость перемещения электронов, чем классический транзистор MESFET. Это приводит к более высоким рабочим частотам.

Некоторые модели TEGFET HEMT (High Electron Mobility Transistor – Транзистор на горячих электронах), MISFET(МДП транзисторы) обладают улучшенными шумовыми и частотными характеристиками.

На рис. 15.21 представлена структура транзистора.

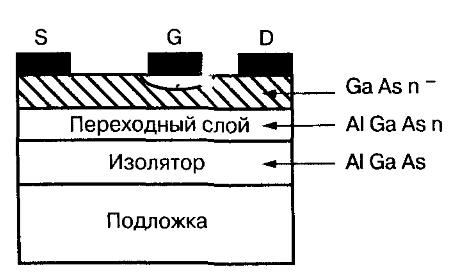


Рис. 15.20. Структура полевого транзистора типа TEGFET

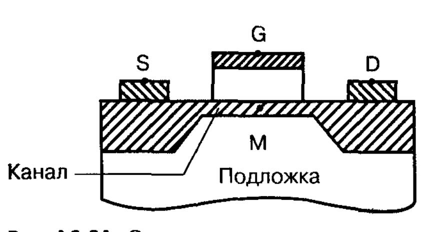


Рис. 15.21. Структура полевого транзистора на «горячих» электронах

Между затвором и каналом расположен диэлектрик (MISFET) или область, обладающая изолирующими свойствами (TEGFET). Заряд, накаливаемый в районе канала, равен

$$Q_M = C_M(V_G - V_M),$$

где

V_G – напряжение на затворе;

V_M – напряжение в точке M канала.

Напряжение V_M в основном постоянно вдоль всего канала, что не имеет места в случае с транзистором MESFET.

15.4.2. Примеры СВЧ транзисторов

Изготовитель: Mitsubishi Electric – MB Electronique – 78533 Buc

Предлагаются разнообразные изделия для использования в диапазоне примерно от 1 ГГц до 16 ГГц. Некоторые устройства HEMT имеют исключительно низкие коэффициенты шума, как это видно из табл. 15.2, где даются характеристики двух транзисторов из общего каталога.

Изготовитель: Motorola – Le Mirail – 31023 Toulouse

Из многочисленных устройств MESFET, работающих в области 2 ГГц, в табл. 15.3 представлены четыре модели транзисторов.

Таблица 15.2. Примеры СВЧ транзисторов типа HEMT

Обозначение	Частота	Максимальное усиление, дБ	Коэффициент шума, дБ
MGF 4314 G	4 ГГц 16 ГГц	16,5 7,4	0,41 1,29
MGF 4919 G	4 ГГц 16 ГГц	16,5 7,4	0,27 0,69

Таблица 15.3. Примеры СВЧ транзисторов типа MESFET

Обозначение	Частота	Усиление	Коэффициент шума или примечания
MRFIC 2401	2,4 ГГц	17 дБ	1,9 дБ
MRFIC 2403	2,4 ГГц	23 дБ	Содержит два каскада
MRFIC 2404	2,4 ГГц	17 дБ	4,3 дБ
MRFIC 1817	1,8 ГГц	27 дБ	Содержит три каскада

Изготовитель: Philips semiconducteurs – BP5120 – 14079 Caen Cedex 5

Усилитель CGY 2021 G рассматривается в инструкции по использованию AN 97034.

Он состоит из четырех каскадов, заключенных в корпус с 48 выводами. Выходная мощность составляет порядка 34 дБ/мВт при частоте приблизительно 1,7 ГГц.

Усиление по мощности составляет 42–47 дБ в окрестности этой частоты.

Изготовитель: Picogiga – Parc de Villejust – 91971 Courtabo euf 7 Cedex

Фирма Picogiga специализируется на выпуске полевых транзисторов HEMT. Особенное внимание уделяется устройствам, применяемым в области повышенных частот, как например: спутниковые коммуникации (22 ГГц), сети LMDS (38 ГГц), автомобильные радары (77 ГГц).

В статье М. Нгуен Т. Линга, опубликованной в 1957 году, подчеркнуто: «транзисторы TEGFET превосходят модели MESFET по шумовым характеристикам, о чем свидетельствуют результаты экспериментов, проведенных по коэффициенту шума, составлявшем порядка 0,85 дБ при частоте 10 ГГц и 1,3 дБ при частоте 17,5 ГГц». Кроме того, приводится достаточно детальное описание технологии и характеристик TEGFET, а также сравнительные данные TEGFET и MESFET. В то время автор руководил исследованиями в центральной лаборатории г. Corbeville (подразделение Thomson – CSF), в настоящее время он – генеральный директор фирмы Picogiga.

15.5. Литература

1. A. Picaud. Application moderne de la théorie des lignes, ENSTA.
2. R. Castagné et coll. Circuits intégrés en arséniure de gallium, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Masson, 1989.
3. R. Soares et coll. Applications des transistors a effet de champ en arséniure de gallium, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Eyrolles, 1984.
4. Nguyen T. Ling. Two-dimensional Electron GaAs FETS: Microwave Applications, in Semiconductors and Semimetals, vol. 24, Bell Telephone Laboratories, 1987.
5. M. Girard. Composants actifs discrets, É discience International, 1994.

6*. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

7*. Микроэлектронные устройства СВЧ / Г. И. Веселов, Е. Н. Егоров, Ю. Н. Алехин и др. Под ред. Г. И. Веселова. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.

8*. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. Пер. с нем. – М.: Мир, 1990. – 256 с.

* Здесь и далее звездочкой отмечена литература, добавленная при переводе. — *Прим. ред.*

ГЛАВА 16. ЭЛЕМЕНТЫ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

16.1. Комбинационные логические схемы

16.1.1. Основные определения. Булева алгебра

Логические схемы предназначены для обработки сигналов, имеющих конечное число разрешенных уровней. Обычно выделяют два таких уровня: *верхний* и *нижний*. Соответствующие напряжения обозначаются V_H и V_L.

Логическая схема называется *комбинационной*, если состояние выходов зависит от текущего состояния входов. Каждой комбинации состояний входных сигналов соответствует единственное состояние на выходе.

Когда число состояний равно двум для каждой переменной, то говорят, что логическая микросхема является двоичной. Для установления и записи отношений между такими двоичными переменными используется *двоичная (булева) алгебра.*

Дадим определение следующим операциям:

- *операция И*, или *логическое произведение*
  $S = XY$, $S = 1$, только если X и Y одновременно равны 1;
- *операция ИЛИ*, или *логическая сумма*
  $S = X + Y$, $S = 1$, если одна из двух переменных равна 1;
- *операция НЕ*, или *инверсия*
  $S = \overline{X}$, $S = 1$, если $X = 0$ и $S = 0$, если $X = 1$.

Для упрощения выражений, можно использовать следующие равенства:

$\overline{XY} = \overline{X} + \overline{Y}$ и $\overline{X + Y} = \overline{X}\overline{Y}$ теоремы *Моргана*; (16 1)

$X\overline{X} = 0,\ X + \overline{X} = 1;$ (16.2)

$X + \overline{X}Y = X + Y$ (16.3)

16.1.2. Основные логические операции

В табл. 16.1 приведены основные логические операции, а также условные обозначения микросхем, их выполняющих. Общие спецификации рассматриваются в стандарте NF C 96-200.

Таблица 16.1. Логические операции

Операция	Условное обозначение	Стандартизированное условное обозначение	Отношение
И	X, Y, S	X, &, Y, S	S = XY
ИЛИ	X, Y, S	X, ≥1, Y, S	S = X + Y
НЕ (инверсия)	X, S	X, S	$S = \overline{X}$

16.1.3. Дополнительные логические операции

В табл. 16.2 представлены две наиболее важные дополнительные логические операции.

Таблица 16.2. Дополнительные логические операции

Операция	Условное обозначение	Стандартизированное условное обозначение	Отношение
И-НЕ	X, Y, S	X, &, Y, S	$S = \overline{XY}$ или $S = \overline{X} + \overline{Y}$
ИЛИ-НЕ	X, Y, S	X, ≥1, Y, S	$S = \overline{X} + \overline{Y}$ или $S = \overline{XY}$

16.1.4. Операция *Исключающее ИЛИ*

Условное обозначение представлено на рис. 16.1.

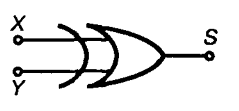


Рис. 16.1. Исключающее ИЛИ

Для данного случая имеем

$$S = X\overline{Y} + \overline{X}Y = X \oplus Y. \qquad (16.4)$$

Такую схему можно построить на основе логических ключей И-НЕ (рис. 16.2).

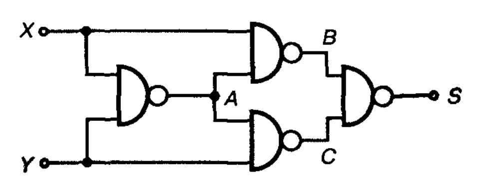


Рис. 16.2. Реализация операции Исключающее ИЛИ

$$A = \overline{XY},\ B = \overline{XA},\ C = \overline{YA},\ S = \overline{BC},$$

$$S = \overline{B} + \overline{C} = XA + YA = (X + Y)A,$$

где

$$A = \overline{XY} = \overline{X} + \overline{Y}.$$

Таким образом, можно записать

$$S = (\overline{X} + \overline{Y})(X + Y) = \overline{X}X + \overline{X}Y + \overline{Y}X + Y\overline{Y} = \overline{X}Y + \overline{Y}X.$$

Поскольку $\overline{X}X = 0$, то $Y\overline{Y} = 0$.

16.1.5. Специальные логические элементы

Операция «Монтажное ИЛИ»

Выходы нескольких логических схем могут быть соединены без помощи каких-либо элементов. Выходные переменные логических вентилей являются входными переменными операции «монтажное ИЛИ» («монтажное И»), показанной на рис. 16.3

$$S_1 = \overline{AB},\ S_2 = \overline{CD},\ S = S_1 S_2. \qquad (16.5)$$

Такое соединение выходов допустимо не для всех логических схем*.

Полусумматор и сумматор по модулю 2

Полусумматор – это логическая микросхема с двумя входами A_n и B_n, позволяющая получить двоичную сумму s_n и признак переноса в следующий разряд r_n.
Эти выражения записываются так:

$$S_n = \overline{A}_n B_n + A_n \overline{B}_n = A_n \oplus B_n,\ r_n = A_n B_n.$$

На рис. 16.5 представлено условное обозначение элемента, выполняющего *сложение по модулю* 2 нескольких двоичных операндов. Выход S = 1 только в том случае, если число входов в состоянии 1 нечетное.

Мажоритарный элемент

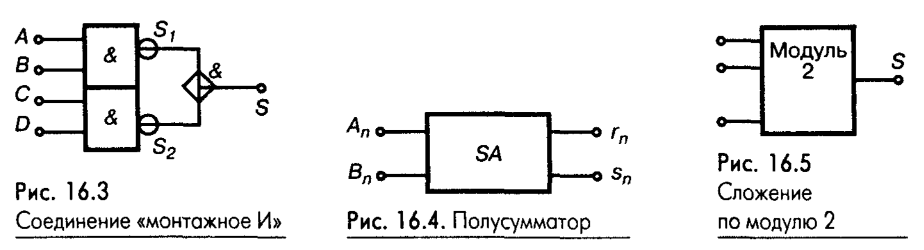


Рис. 16.3
Соединение «монтажное И»

Рис. 16.4. Полусумматор

Рис. 16.5
Сложение по модулю 2

Выходной сигнал *мажоритарного элемента*, представленного на рис. 16.6, имеет тот же уровень, что и большинство входных сигналов. Если, например, схема имеет три входа X, Y и Z, то

$$S \geq M(XYZ) = XY + YZ + XZ = (X+Y)(Y+Z)(X+Z). \quad (16.6)$$

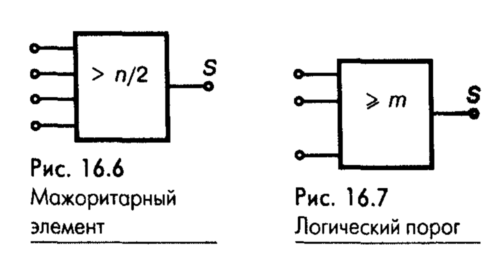


Рис. 16.6
Мажоритарный элемент

Рис. 16.7
Логический порог

* Соединение «монтажное ИЛИ/И» возможно для так называемых ***элементов с открытым коллектором***, а также для ЭСЛ-элементов – *Прим. ред*

Логический порог

Выход элемента, представленного на рис. 16.7, находится в состоянии 1 только в том случае, если количество входов в состоянии 1 превышает заданное число *m*.

16.2. Последовательностные логические схемы

16.2.1. Определения

Последовательностная логическая схема отличается от комбинационной тем, что ее выходные сигналы зависят не только от текущих, но также и от предшествующих значений входных сигналов. Это достигается с помощью линий ОС, соединяющих выходы схемы с ее входами.

Поведение последовательностной схемы описывается с помощью *таблицы переходов* (*состояний*), которая для каждой комбинации входных сигналов и для каждого текущего состояния определяет, каким должно быть следующее состояние выходных сигналов.

Состояние выходной переменной Q в определенный момент времени t можно обозначить Q_t. Если за единицу принять минимальный промежуток времени, разделяющий два последовательных состояния, то величина Q, следующая сразу после Q_t, будет обозначаться Q_{t+1}. Для простых элементов вместо таблицы часто рисуют *граф переходов*.

16.2.2. Логический ключ. Элементарная бистабильная ячейка

Схема, приведенная на рис. 16.8, описывается логическим выражением $Q = X + QC$, где X – вход установки, а C – вход сброса.

Функционирование схемы логического ключа представлено в табл. 16.3.

Таблица 16.3. Последовательность состояния логического ключа

Момент последовательности	C	X	Q
Исходное состояние	1	0	0
Установка	1	1 →	1
Сброс X	1	0	1
Сброс элемента	0 →	0	0
Возврат в исходное состояние	1	0	0

Для схемы на рис. 16.9 получим $Q = C(X + Q)$.

Функционирование логического ключа можно представить с помощью табл. 16.3. Элемент памяти (элементарную бистабильную ячейку) можно

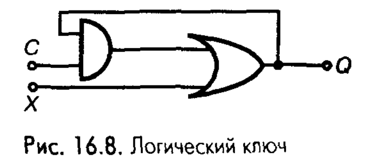


Рис. 16.8. Логический ключ

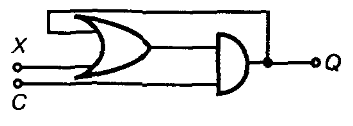


Рис. 16.9. Второй вариант ключа

построить на элементах И-НЕ (рис. 16 10) или элементах ИЛИ-НЕ (по той же схеме). В первом случае:

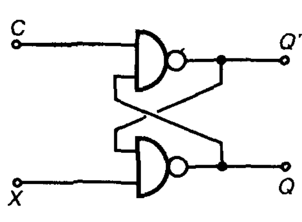


Рис. 16.10. Элемент памяти

$Q' = \overline{CQ}$, $Q = \overline{XQ'}$ и $Q' = \overline{C} + XQ'$, $Q = \overline{X} + CQ$.

Если C = 0, X = 0 (запрещенная входная комбинация), то Q = 1, Q' = 1 (взаимоинверсность выходов нарушается). Если C = 1, X = 0 (установка элемента), то Q' = 0, Q = 1.

Если C = 0, X = 1 (сброс), то Q' = 1, Q = 0.

Если C = X = 1 (режим хранения), то Q и Q' остаются без изменения.

16.2.3. Последовательностные логические микросхемы

Триггеры

Бистабильная ячейка (*триггер*) представляет собой последовательностную схему, обладающую двумя стабильными состояниями. Для перехода в нужное состояние необходимо подать на один из входов соответствующий сигнал.

Известны две категории триггеров: *синхронные* (*тактируемые*) и *асинхронные*. Первые изменяют свое состояние в момент подачи сигнала установки или сброса. Вторые реагируют на управляющие сигналы только в момент прихода тактового (синхронизирующего) импульса.

Для синхронизированных триггеров существует два возможных режима синхронизации:

- по фронту синхроимпульса (переднему или заднему);
- по уровню синхроимпульса (верхнему или нижнему).

В случае синхронизации по фронту крутизна dV/dt синхроимпульса должна иметь достаточно высокое значение.

Независимо от типа, триггер обычно имеет следующие входные выводы: сброса (R или K); установки (S или J), на которые поступают логические уровни, определяющие состояние триггера; вход* T, на который поступает

*Обычно тактовый вход (Clock) обозначается C. – *Прим ред*

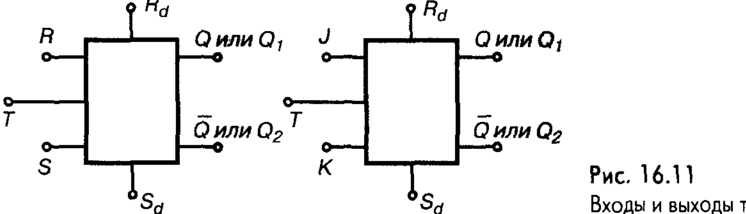


Рис. 16.11
Входы и выходы триггера

синхроимпульс; входы асинхронного сброса и установки R_d и S_d, на которые поступают сигналы, безусловно определяющие состояние триггера вне зависимости от состояний других входов.

Элемент задержки

Элемент задержки – это последовательностная схема, у которой любое изменение входного сигнала с определенной задержкой воспроизводится на выходе.

На рис. 16.12 временны́е задержки обозначаются следующим образом:

t_{DLH} – переход из состояния 0 в состояние 1;
t_{DHL} – переход из состояния 1 в состояние 0.

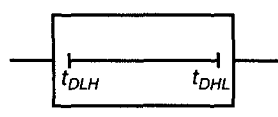


Рис. 16.12. Логический элемент задержки

Асинхронный RS-триггер

Асинхронный RS-триггер* – это бистабильный элемент с двумя входами R и S и двумя выходами Q и $\bar{Q}$. На рис. 16.13 представлено его условное обозначение.

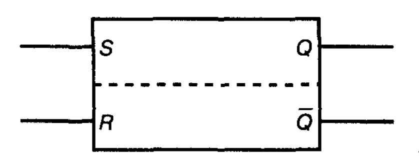


Рис. 16.13. Условное обозначение триггера RS

Состояния триггера RS приведены в табл 16.4.

Функционирование триггера $\overline{RS}$ выводится из функционирования триггера RS путем замены значений выходов 1 на 0 и 0 на 1.

* R – Reset (сброс), S – Set (установка) – *Прим ред*

Таблица 16.4. Состояния триггера RS

Входы (R, S)	**Выходы (Q, $\overline{Q}$)**
(0,1)	(1,0) Установка
(1,0)	(0,1) Сброс
(0,0)	Не изменяет предыдущего состояния
(1,1)	Запрещено

D-триггер

D-триггер имеет два входа* D и G и два выхода Q и $\overline{Q}$. Его условное изображение приведено на рис. 16.14.

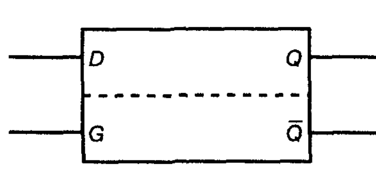


Рис. 16.14. D-триггер

Если G = 0, то Q не изменяется – режим хранения.
Если G = 0, то Q = D
При (D, G) = (0, 1) выходы (Q,) = (0, 1) – сброс.
При (D, G) = (1, 1) выходы (Q,) = (1, 0) – установка.
Вход G в состоянии 0 блокирует действие входа D
D-триггер, тактируемый уровнем, часто называют «защелкой» (latch).

Триггер T. T-триггер

Т-триггер переключается в противоположное состояние при подаче сигнала активного уровня на его Т-вход, в противном случае триггер находится в режиме хранения.

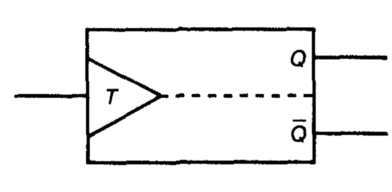


Рис. 16.15. T-триггер

Переключение у различных типов триггеров происходит либо по переднему, либо по заднему фронту.

Условное обозначение Т-триггера показано на рис. 16.15.

JK-триггер

JK-триггер имеет входы установки и сброса (J и K) и два выхода Q и $\overline{Q}$. Его условное изображение показано на рис. 16.16.

* Обычно тактовый вход (Clock) обозначается C – *Прим ред.*

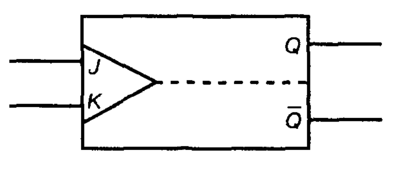


Рис. 16.16. Триггер JK

Переход входа J из состояния 0 в состояние 1 вызывает
$(Q, \overline{Q}) = (1, 0)$ независимо от состояния K.

Переход входа K из состояния 0 в состояние 1 вызывает
$(Q, \overline{Q}) = (0, 1)$ независимо от состояния J.

При одновременном переходе входов J и K из состояния 0 в состояние 1 состояние триггера изменяется на противоположное, переход из состояния 1 в состояние 0 любого из входов никаких последствий не имеет.

Тактируемый JK-триггер имеет три входа J, K и T и два выхода Q и $\overline{Q}$. Его условное изображение показано на рис. 16.17.

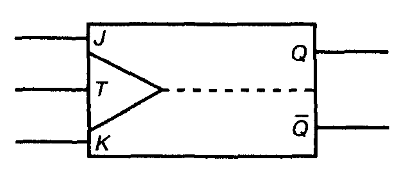


Рис. 16.17. Триггер $J_T K_T$

При срабатывании по переднему фронту тактового импульса переход входа T из состояния 0 в состояние 1 вызывает

- $(Q, \overline{Q}) = (0, 1)$, если $(J, K) = (0, 1)$,
- $(Q, \overline{Q}) = (1, 0)$, если $(J, K) = (1, 0)$;
- поддержание предшествующего состояния при $(J, K) = (0, 0)$;
- изменение выходного состояния на противоположное при $(J, K) = (1, 1)$.

Если Q_t и Q_{t+1} – значения выхода Q в моменты времени t и t + 1, то можно записать

$$Q_{t+1} = Q_t \overline{K} + \overline{Q}_t J.$$

Переход T из состояния 1 в состояние 0 не влияет на состояние триггера.

Поддержание входа T в состоянии 0 или в состоянии 1 запрещает действие входов J и K.

Одновибратор

Одновибратор имеет только одно стабильное состояние, противоположное состояние выходного сигнала является нестабильным (псевдостабильным) и реализуется только на короткое время.

Переход в псевдостабильное состояние требует соответствующего управляющего импульса на входе одновибратора.

Длительность псевдостабильных состояний определяется характеристиками схемы.

Блок триггеров. Регистр

Регистр – это последовательностная микросхема, которая состоит из нескольких триггеров и позволяет хранить информацию объемом в несколько бит.

Количество триггеров в регистре определяет его *разрядность*.

В *сдвиговом регистре* информация может перемещаться от младших разрядов к старшим и/или наоборот.

Сдвиговый регистр может использоваться для преобразования последовательного кода в параллельный или наоборот.

Счетчик

Счетчик представляет собой последовательностную схему, которая строится на триггерах и дает возможность подсчитывать количество импульсов, поступающих на тактовый вход.

16.2.4. Запоминающие устройства

Определения

Запоминающее устройство (ЗУ) – это функциональный элемент, способный хранить информацию.

Базовым элементом запоминающего устройства является ячейка памяти, хранящая один бит информации.

Несколько одноразрядных ячеек, соединенных параллельно, образуют многоразрядную ячейку памяти – *слово*. Каждая такая ячейка имеет свой порядковый номер – *адрес*.

Страница, или блок, памяти – это группа слов, имеющих последовательные адреса.

Прямой и последовательный доступ к информации

Содержимое энергозависимой памяти теряется при отключении напряжения питания, а также если ячейки памяти не регенерируются (обновляются) соответствующим образом.

Содержимое энергонезависимой памяти сохраняется и при отключении напряжения питания.

Если скорость доступа к ячейке памяти не зависит от ее адреса, то говорят о памяти с прямым (произвольным) доступом (RAM – Random Access Memory), а в противном случае – о памяти с последовательным доступом (SAM – Serial или Sequential Access Memory).

ROM и RAM

Запоминающие устройства (ЗУ), которые используются только для *чтения*, обычно называются *постоянными запоминающими устройствами* (ПЗУ – ROM, Read-Only Memory).

Термин «запоминающее устройство только для чтения» подразумевает, что содержащаяся информация неизменна и определяется структурой ЗУ при его изготовлении.

Существуют также однократно (PROM – Programmable Read-Only Memory) или многократно программируемые ПЗУ (РПЗУ – EPROM, Erasable Programmable Read-Only Memory или REPROM, REProgrammable Read-Only Memory). Запись новой информации в ПЗУ производится с помощью специального устройства – *программатора.*

Запоминающие устройства, имеющие режим как чтения, так и записи, обозначаются RAM.

Такие запоминающие устройства, как правило, называются *оперативными* (ОЗУ) и являются статическими, если информация сохраняется при долгом отсутствии управляющих сигналов.

Кроме того, они могут быть динамическими, если информация сохраняется только благодаря ее периодической регенерации.

16.3. Логические семейства

16.3.1. Статические параметры

Логические уровни и помехоустойчивость

В положительной логике состояниям 1 и 0 соответствуют уровни высокого V_H и низкого V_L напряжения. Их величины определены в пределах заданного диапазона и практически не отличаются для различных логических семейств. Обычно значение V_L заключено в диапазоне 0–1 В, а V_H – 3–5 В. Уточнив таким образом минимальные и максимальные значения V_L и V_H, можно определить допустимые диапазоны их изменения и *помехоустойчивость* элементов.

Рис. 16.18, который относится к неинвертирующей логической схеме, показывает типичные границы диапазонов входных и выходных логических уровней.

Диапазон логических уровней выходных сигналов определяется следующим образом:

- верхний уровень – $V_{Hm} \leqslant V_H \leqslant V_{HM}$;
- нижний уровень – $V_{Lm} \leqslant V_L \leqslant V_{LM}$.

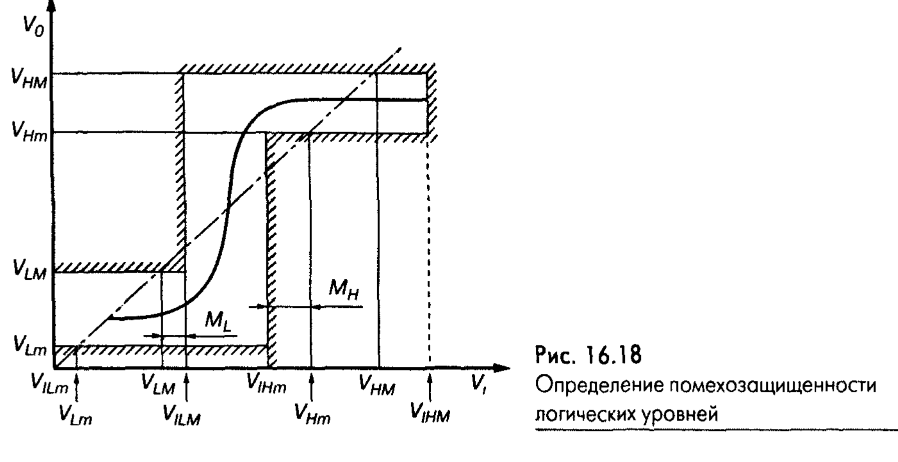


Рис. 16.18
Определение помехозащищенности логических уровней

Диапазон входных уровней:

- верхний уровень: $V_{IHm} \leqslant V_H \leqslant V_{IHM}$;
- нижний уровень: $V_{ILm} \leqslant V_L \leqslant V_{ILM}$.

Нижняя граница $V_{ILm} = 0$.

Так называемая защитная зона задается следующими равенствами:

$$M_L = V_{ILM} - V_{LM}, \quad M_H = V_{Hm} - V_{IHm}.$$

Ширина защитной зоны V_M – это наименьшее из двух значений M_L и M_H.

Соединение логических элементов

Эти правила позволяют соединять микросхемы одного *семейства* друг с другом без нарушения их работы.

Коэффициент разветвления по выходу – это максимальное количество входов других элементов данного семейства, которое можно подключать к одному выходу элемента этого же семейства.

Максимально возможное число соединяемых между собой входов элементов называется *коэффициентом объединения по входу*.

16.3.2. Динамические параметры

Время переключения

Определим *время переключения* логического элемента как длительность интервала, требуемого для того, чтобы выходной сигнал перешел из одного состояния в противоположное. Рассматривают два случая: время переключения t_{THL} при изменении выходного сигнала с низкого уровня на

высокий и время переключения t_{VHL} при изменении выходного сигнала с высокого уровня на низкий.

При измерении задержек имеют в виду средние значения логических уровней:

$$V_L = 0{,}5\left(V_{ILM} + V_{LM}\right), V_H = 0{,}5\left(V_{IHm} + V_{Hm}\right).$$

Обозначения основных временны́х параметров поясняются на рис. 16.19.

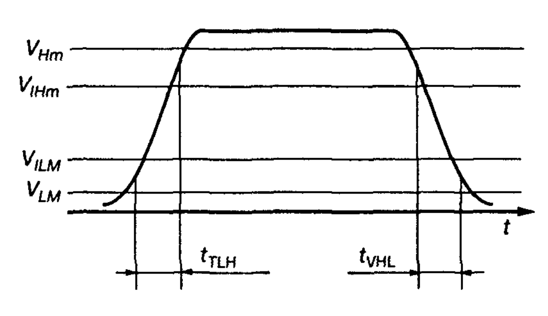


Рис. 16.19. Определение времени перехода

В спецификациях время переключения определяют иногда не по средним значениям уровней, а по отметкам, составляющим 10% и 90% величины амплитуды выходного напряжения.

Задержка распространения

Рассматривают два значения величины задержки распространения сигнала от входа логического элемента к его выходу: при возрастании t_{PLH} и убывании t_{PHL} выходного сигнала. В справочниках часто приводится среднее значение t_{PD}. Рис. 16.20 поясняет введенные обозначения.

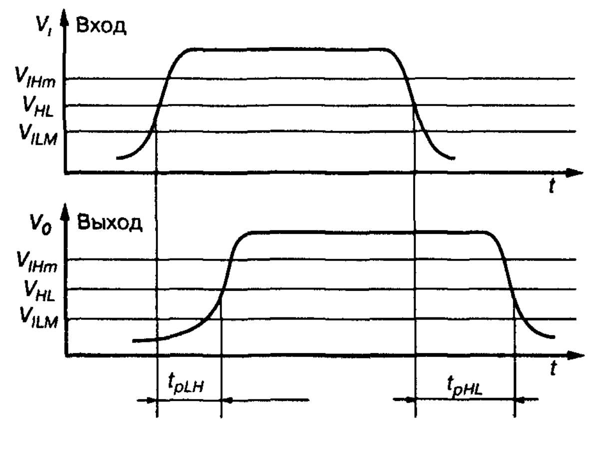


Рис. 16.20. Определение времени прохождения

16.3.3. Стандарты

Микросхемы. Общие сведения
NF C 96-020.
Микросхемы Информация по корпусам
UTE C 96-020
и доп. 1–2 и 3.
Логические микросхемы. Терминология
NF C 96-200
Логические микросхемы для коммерческого использования
UTE C 96-212: Сборник спецификаций.
Микросхемы общего назначения.
UTE C 96-213 и приложения.
Логические интегральные схемы ACMOS. Серии 54AC – 54ACT
UTE C 96-223.
Микросхемы для коммерческого использования
Семейство ECL – MST
UTE C 96-233.
ЗУ PROM
NF C 96-251 и UTE C 96-251.
Динамические ЗУ RAM
UTE C 96-253.
Логические программируемые схемы PLA
UTE C 96-255.

16.3.4. Логические микросхемы для коммерческого использования

Такие микросхемы рассматриваются в спецификациях UTE C 96-212 и различных приложениях.

Ниже приведена информация, связанная с содержанием отдельных сборников, которые включают спецификации по семействам.

Сборник G Логическое семейство G – TTL LS (маломощные с транзисторами Шотки)

Приложения 6, 7, 8.
Список основных функций:
Схемы И-НЕ, Схемы ИЛИ-НЕ,
Схемы И-ИЛИ-НЕ, Схема ИЛИ, Схема И.
Одновибратор, триггер Шмитта.

Регистр.
Мультиплексор.
Триггеры $D_T\overline{R}\,\overline{S}$, D_T, $D_T\overline{R}$, D, $J_T\overline{K}_T\,\overline{R}\,\overline{S}$, $J_{\bar{T}}K_{\bar{T}}$, $J_{\bar{T}}K_{\bar{T}}\overline{R}$, $\overline{S}\overline{R}$.
Декодер, преобразователь кода.
Счетчик.
Умножитель

Сборник B Логическое семейство B – TTL **стандарт.**

Схемы И-НЕ, И-ИЛИ-НЕ.
Триггер $J_{\bar{T}}K_{\bar{T}}\overline{R}\,\overline{S}$, $D_T\overline{R}\,\overline{S}$, $J_TK_T\overline{R}$.
Счетчик.
ЗУ чтения–записи.
Селектор
Декодер.

Сборник C Логическое семейство C-DTL (диодно-транзисторная **логика**)

Схема И-НЕ.

Триггер $J_{\bar{T}}K_{\bar{T}}$, $J_{\bar{T}}K_{\bar{T}}\overline{T}$, RS мастер–помощник.

Сборник D Логическое семейство D – DTL – IBM

Схема И-НЕ.

Сборник E Логическое семейство E – TTL – L (маломощное).

Схема И-НЕ.

Сборник I Логическое семейство I – ECL – MST (эмиттер-связанная логика, ЭСЛ-элементы)

Схема ИЛИ-ИЛИ-НЕ.

Сборник F Логическое семейство F – (TTL – S, с транзисторами Шотки*)*

Схема И-ИЛИ-И.
Триггер $D_T\overline{RS}$, $J_{\bar{T}}K_{\bar{T}}$, $D_T\overline{R}$, D.
Мультиплексор. Декодер.

Сборник K Логическое семейство K – C MOS 4000 B (на МОП **транзисторах).**

Схемы И-НЕ, ИЛИ-НЕ, И, ИЛИ, Исключающее ИЛИ.
Триггер D_TRS.
Счетчик.
Преобразователь кода.

Сборник Н Логическое семейство Н – ECL 10000 (эмиттер-связанная логика, ЭСЛ-элементы)

Схемы ИЛИ-НЕ, ИЛИ, ИЛИ-И, И-НЕ, Исключающее ИЛИ.
Триггер D_T, $\bar{J}_T\bar{K}_T$.
Декодер. Мультиплексор.
Оперативная память RAM.
Арифметико-логическое устройство.

ГЛАВА 17. ВВЕДЕНИЕ В ЦИФРОВУЮ ОБРАБОТКУ СИГНАЛОВ

17.1. Представление числовой информации и основные операции

17.1.1. Системы счисления

Для того чтобы представить некоторое числовое значение N, используется последовательность цифр, каждая из которых может принимать r различных значений:

0, 1, 2, 3, ..., r – 1,

где r – *основание системы счисления.*

Запись $N_{(r)}$ числа N в системе счисления по основанию r имеет вид:

$$a_{n-1}\, a_{n-2} \ldots a_0,\ a_{-1}\, a_{-2} \ldots a_{-m}.$$

Числовое значение определяется выражением

$$N(r) = \sum_{j=-m}^{n-1} a_j r^j$$

или $N_{(r)} = a_{n-1}\, r^{n-1} + a_{n-2}\, r^{n-2} + \ldots a_0\, r^0 + a_{-1}\, r^{-1} + \ldots a_{-m}\, r^{-m}$,

где a_j – цифра в j-й позиции.

Для *двоичной системы счисления*

$$N_{(2)} = \sum_{j=-m}^{n-1} a_j 2^j,$$

где a_j = 0 или 1 – называется битом (двоичным разрядом).

Пример вычислений:

$N_{(2)}$ = 101 101,01.

В десятичной системе счисления:

$N_{(10)} = 1\times2^5 + 0\times2^4 + 1\times2^3 + 1\times2^2 + 0\times2^1 + 1\times2^0 + 0\times2^{-1} + 1\times2^{-2}$

$N_{(10)} = 32 + 8 + 2 + 1 + 1/4 = 43{,}25.$

17.1.2. Сложение двоичных чисел

Сложение производится так же, как и в десятичной системе счисления.

Пример:

```
   1001
+  0011
-------
   1100
```

Следует заметить, что 1 + 1 = 10.

17.1.3. Вычитание двоичных чисел

Рассмотрим вычитание целых n-разрядных двоичных чисел.

Удобно заменять вычитание целых чисел сложением уменьшаемого с дополнительным кодом вычитаемого. Для n-разрядного числа X в системе счисления по основанию r его дополнительный код X* равен

$$X^* = r^n - X. \qquad (17.1)$$

Например, для двоичной системы счисления

$$X^*(2) = 2^n - X_{(2)}.$$

На практике дополнительный код числа обычно находят инвертированием всех его разрядов и прибавлением единицы к результату.

Пример вычисления:

$X_{(2)}$ = 0011.

$X^*_{(2)}$ = 1100 + 1 = 1101.

Предположим, что $A_{(2)}$ = 1011.

$A_{(2)} - X_{(2)} = A_{(2)} + X^*_{(2)}$ = 1011 + 1101 = 11 000.

Удерживая n разрядов результата, получаем $A_{(2)} - X_{(2)}$ = 1000.

17.2. Методы кодирования чисел

17.2.1. Двоичные коды

Коды представляют собой слова из n двоичных цифр. С помощью n бит можно закодировать 2^n различных состояний.

17.2.2. Двоично-десятичный код

Каждая цифра десятичного представления числа кодируется с помощью n бит ($n \geqslant 4$). Например, в двоично-десятичном коде, DCB с весами разрядов 8421

0101 представляет десятичное число $0 \times 8 + 1 \times 4 + 0 \times 2 + 1 \times 1 = 5$.

17.2.3. Код DCB с избытком 3

Код DCB применяется к числу $N + 3$.

Пример:

Пусть $N_{(10)} = 4$, тогда кодируем $N_{(10)} + 3 = 7 \Rightarrow N = 0111$.

И наоборот, $N = 1100 \rightarrow N_{(10)} = 12 - 3 = 9$

17.2.4. Десятичные сбалансированные самодополняющиеся коды

В *самодополняющемся коде* дополнение до 9 какого-либо числа получают путем инвертирования всех его двоичных разрядов. В табл. 17.1 представлен код с весами разрядов 2421.

Таблица 17.1. Кодирование кодом AIKEN

Десятичные цифры	Код 2421	Десятичные цифры	Код 2421
0	0000	9	1111
1	0001	8	1110
2	0010	7	1101
3	0011	6	1100
4	0100	5	1011

В каждой строке таблицы находятся соответствующие друг другу дополненные числа. Например, код 1100, представляющий число 6, является дополнением кода 0011, представляющего число 3.

17.2.5. Циклические коды. Код Грея

При переходе от одной кодовой комбинации к следующей изменяется только одна двоичная цифра. Для записи числа в *коде Грея* удобно воспользоваться естественным двоичным представлением. Допустим, что $N_{(2)}$

и $N_{(G)}$ – соответственно записи в естественном двоичном коде и в коде Грея, тогда, например, для 4-разрядных кодов получим

$$N_{(2)} = B_3B_2B_1B_0,\ N_G = G_3G_2G_1G_0,$$

при этом

$$G_0 = B_0 \oplus B_1 = B_0\overline{B}_1 + \overline{B}_0B_1$$

$$G_1 = B_1 \oplus B_2,\ G_2 = B_2 \oplus B_3$$

$$G_3 = B_3 \oplus 0 = B_3. \qquad (17.2)$$

В табл. 17.2 приведены два примера преобразования десятичных чисел 2 и 3.

Таблица 17.2 Примеры кодирования десятичных чисел в код Грея

Десятичные числа	Естественный двоичный код B_3	B_2	B_1	B_0	Код Грея G_3	G_2	G_1
2	0	0	1	0	0	0	1
3	0	0	1	1	0	0	1

Можно обобщить этот метод и рассматривать слова из n цифр при $n > 0$.

В таком случае используем следующее правило преобразования:

$$G_i = B_i \oplus B_{i+1},$$

где i изменяется от 0 до $n - 1$.

$G_{n-1} = B_{n-1}$ при $B_n = 0$.

Код Грея позволяет минимизировать ошибки, поэтому он широко используется, например, в датчиках углового положения.

17.2.6. Код ASCII

Код ASCII (American Standard Code for Information Interchange) дает возможность кодировать символы для их хранения и представления в ЭВМ.

Каждый символ кодируется 8 битами.

Приведем несколько примеров.

Символ А кодируется последовательностью 100 0001, R – 101 0010, 8 – 011 1000, 5 – 011 0101, 7 – 010 1011.

17.2.7. Помехоустойчивые коды с обнаружением ошибок

За счет увеличения длины некоторые коды позволяют не только обнаруживать ошибки, но при определенных условиях и исправлять их. Они часто используются в системах передачи информации.

17.3. Синтез комбинационных логических схем

17.3.1. Нахождение аналитического вида функции

Логическая функция определяется *таблицей истинности*, которая задает значения функции для каждой комбинации значений переменных.

Рассмотрим функцию S = F (X, Y), таблица истинности которой представлена в виде табл. 17.3.

Таблица 17.3. Таблица истинности функции S (X, Y)

X	Y	S
0	0	1
0	1	0
1	0	1
1	1	1

Пусть S = 1 при $\overline{X}\,\overline{Y} = 1$, или $X\overline{Y} = 1$, или XY = 1, что аналитически записывается следующим образом:

$$S = \overline{X}\,\overline{Y} + X\overline{Y} + XY.$$

Получаем совершенную дизъюнктивную нормальную форму (СДНФ), которая представляется в виде логической суммы термов, каждый из которых представлен логическим произведением переменных.

Полученное выражение можно упростить, используя формулы (16.2) и (16.3), приведенные в главе 16.

$$S = \overline{X}\,\overline{Y} + X(Y + \overline{Y}) = \overline{X}\,\overline{Y} + X = \overline{Y} + X.$$

17.3.2. Упрощение логических выражений

Для упрощения логического выражения можно:

- использовать теоремы Моргана (16.1);
- сгруппировать члены так, чтобы получить следующие выражения: $X + \overline{X} = 1$, $X\overline{X} = 0$, $X + X = X$, $XX = X$, $X + \overline{X}Y = X + Y$, $X + 1 = 1$;
- добавить члены, которые не изменяют значения функции, чтобы сгруппировать термы, например, следующим образом:

$$S = \overline{X}YZ + X\overline{Y}Z + XY\overline{Z} + XYZ. \quad (17.3)$$

Добавив дважды XYZ и сгруппировав термы, запишем

$$S = (\overline{X}YZ + XYZ) + (X\overline{Y}Z + XYZ) + XY\overline{Z} + XYZ,$$

$S = YZ + XZ + XY$, поскольку $\overline{X} + X = 1$, $\overline{Y} + Y = 1$, $\overline{Z} + Z = 1$.

Кроме этого, для упрощения можно использовать карты Карно, аналогичные таблице истинности, содержащую 2^n клеток, где 2^n – число комбинаций значений переменных.

Расположение клеток соответствует коду Грея, то есть при переходе от одной клетки к соседней по вертикали или горизонтали изменяется значение только одной переменной.

Для предыдущего примера из табл. 17.3 получаем табл. 17.4.

Таблица 17.4. Карта Карно

X\YZ	00	01	11	10
0	0	0	1	0
1	0	1	1	1

Объединение стоящих рядом единиц выделено цветом.

Принцип упрощения основан на следующем логическом соотношении: $AB + \bar{A}B = B$.

В приведенном примере можно выделить три группы:

$Y = 1, Z = 1$ при $X = 0$ и $X = 1 \Rightarrow YZ(\bar{X} + X) = YZ = 1$.

$X = 1, Z = 1$ при $Y = 0$ и $Y = 1 \Rightarrow XZ(\bar{Y} + Y) = XZ = 1$.

$X = 1, Y = 1$ при $Z = 1$ и $Z = 0 \Rightarrow XY(\bar{Z} + Z) = XY = 1$.

Таким образом, можно заключить, что S = 1, если XY или XZ, или XY равно 1, то есть:

$S = YZ + XZ + XY$.

В некоторых случаях одна или несколько входных комбинаций запрещены. Обычно соответствующие выходные значения обозначают ∅. Для получения простейшего выражения для искомой функции значения ∅ заменяют на 0 или 1.

В качестве примера табл. 17.5 и 17.6 представляют одинаковые операции, но в первой нет запрещенных входных комбинаций, а во второй их две.

$S = f(a, b, c, d)$.

Таблица 17.5 Карта Карно без запрещенных комбинаций

ab\cd	00	01	11	10
00				
01		1		
11		1	1	
10		1		

Таблица 17.6. Карта Карно с запрещенными комбинациями

ab\cd	00	01	11	10
00				
01		1	∅	
11	1	1	1	
10	∅	1		

Для первого случая находим (табл. 17.5):

$$S = bd\left(a+\bar{c}\right)+a\bar{c}\left(b+d\right).$$

Во втором случае (табл. 17.6), заменив ∅ на 1, получим

$$S = a\bar{c}+bd.$$

17.3.3. Логическая схема

Для изображения логических схем используются элементы И, ИЛИ, НЕ, а также И – НЕ, ИЛИ – НЕ.

Для преобразования двоичного кода в код Грея используют элемент «Исключающие ИЛИ» в соответствии с выражением (17.2), как показано на рис. 17.1.

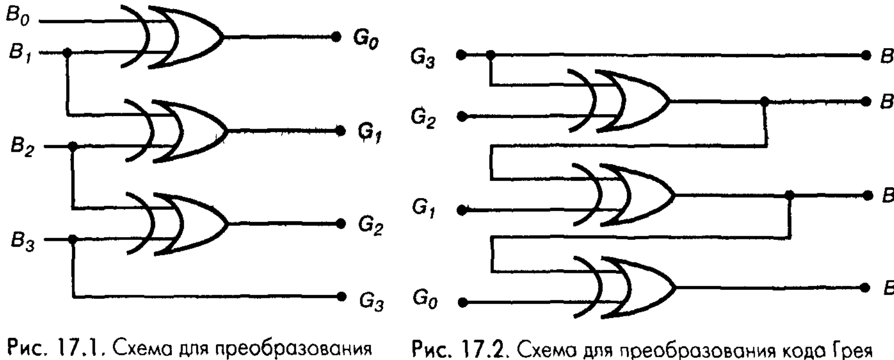


Рис. 17.1. Схема для преобразования двоичного кода в код Грея

Рис. 17.2. Схема для преобразования кода Грея в двоичный код

Элемент «Исключающее ИЛИ», в свою очередь, можно получить на основе логических ключей И, НЕ, как показано на рис. 16.2 в главе 16.

И наоборот, чтобы перейти от кода Грея к обычному двоичному коду, можно использовать следующие соотношения:

$$B_3 = G_3;$$

$$B_2 = G_2 \oplus G_3;$$

$$B_1 = G_1 \oplus G_2 \oplus G_3;$$

$$B_0 = G_0 \oplus G_1 \oplus G_2 \oplus G_3. \qquad (17\ 4)$$

Тогда приходим к схеме, представленной на рис 17 2.

Обе рассмотренных схемы являются представителями целого класса логических элементов, называемых *преобразователями кода.*

17.3.4. Двоично-десятичные кодеры и декодеры

Десятично-двоичный кодер позволяет преобразовать десятичное число d_x, в диапазоне от 0 до 9 включительно, в трехразрядное двоичное число.

$N_{(2)} = b_3b_2b_1b_0$.

Уравнения, связывающие d_x с b_j, имеют следующий вид:

$$\bar{b}_0 = \bar{d}_1 \cdot \bar{d}_3 \cdot \bar{d}_5 \cdot \bar{d}_7 \cdot \bar{d}_9,$$

$$\bar{b}_1 = \bar{d}_2 \cdot \bar{d}_3 \cdot \bar{d}_6 \cdot \bar{d}_7,$$

$$\bar{b}_2 = \bar{d}_4 \cdot \bar{d}_5 \cdot \bar{d}_6 \cdot \bar{d}_7,$$

$$\bar{b}_3 = \bar{d}_8 \cdot \bar{d}_9.$$

Рабочая схема может использовать ключи И, НЕ и дает значения соответственно b_0, b_1, b_2, b_3. Например, для получения b_3 имеем схему, представленную на рис. 17.3.

$\bar{d}_8$, $\bar{d}_9$ → $\overline{\bar{d}_8\ \bar{d}_9} = d_8 + d_9 = b_3$

Рис. 17.3. Десятично-двоичное преобразование

Наоборот, для перехода от двоичного кода к десятичному:

$$d_0 = \bar{b}_0 \cdot \bar{b}_1 \cdot \bar{b}_2 \cdot \bar{b}_3;$$

$$d_1 = b_0 \cdot \bar{b}_1 \cdot \bar{b}_2 \cdot \bar{b}_3;$$

$$d_2 = \bar{b}_0 \cdot b_1 \cdot \bar{b}_2 \cdot \bar{b}_3;$$

$d_3 = b_0 \; b_1 \; \bar{b}_2 \cdot \bar{b}_3,$

$d_4 = \bar{b}_0 \cdot \bar{b}_1 \cdot b_2 \cdot \bar{b}_3;$

$d_5 = b_0 \cdot \bar{b}_1 \cdot b_2 \cdot \bar{b}_3;$

$d_6 = \bar{b}_0 \cdot b_1 \cdot b_2 \cdot \bar{b}_3;$

$d_7 = b_0 \cdot b_1 \; b_2 \cdot \bar{b}_3;$

$d_8 = \bar{b}_0 \cdot \bar{b}_1 \cdot \bar{b}_2 \cdot b_3;$

$d_9 = b_0 \; \bar{b}_1 \cdot \bar{b}_2 \; b_3.$

Например, чтобы получить d_7, можно использовать схему, представленную на рис 17.4.

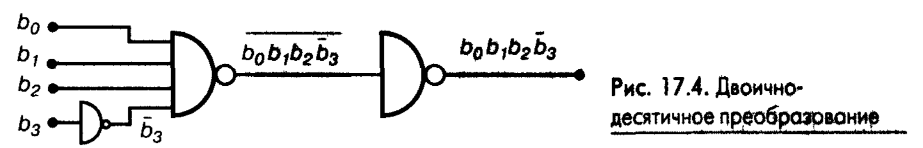


Рис. 17.4. Двоично-десятичное преобразование

17.4. Последовательностные логические схемы

17.4.1. Регистры

Регистры – это последовательностные схемы, служащие для накопления, хранения и воспроизведения информации Триггер – это регистр, емкость которого составляет один бит. Различают четыре типа регистров, образованных двумя возможными типами входов и выходов:

- на входе:
  - последовательный ES;
  - параллельный EP;
- на выходе:
  - последовательный LS;
  - параллельный LP.

При выполнении команды сдвига все триггеры регистра срабатывают синхронно.

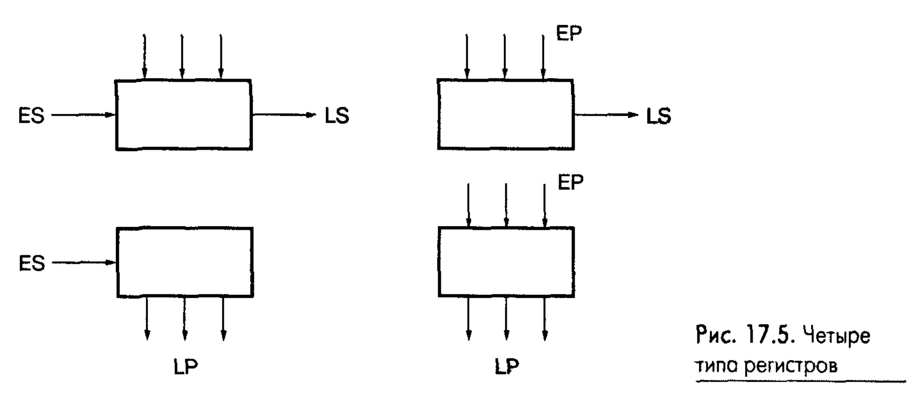


Рис. 17.5. Четыре типа регистров

17.4.2. Сдвиговый регистр

Схема сдвигового регистра с последовательным входом и параллельным выходом на RS-триггерах показана на рис. 17.6.

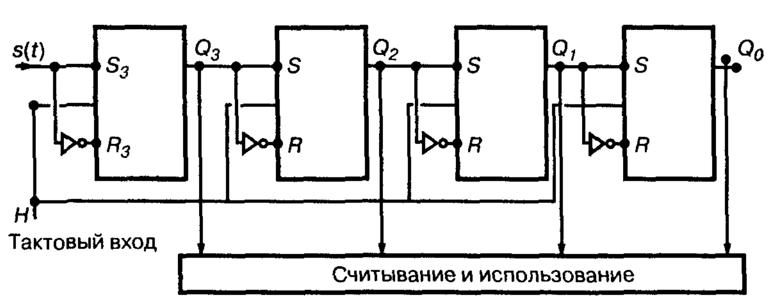


Рис. 17.6. Сдвиговый регистр

Будем считать, что триггеры тактируются задним фронтом синхроимпульса.

Допустим, в момент t = 0 на вход S_3 сдвигового регистра подается импульс s (t) длительностью T (рис. 17.7).

Если в момент t = 0 выход $Q_3 = 0$, то
при t = T выходы $Q_3 = 1$, $Q_2 = 0$, $Q_1 = 0$, $Q_0 = 0$,
при t = 2T выходы $Q_3 = 0$, $Q_2 = 1$,
при t = 3T выход $Q_1 = 1$, а при t = 4T выход $Q_0 = 1$.

Если s (t) представляет собой 4-битную последовательность, то соответствующее двоичное число появится на выходах триггеров через t = 4T.

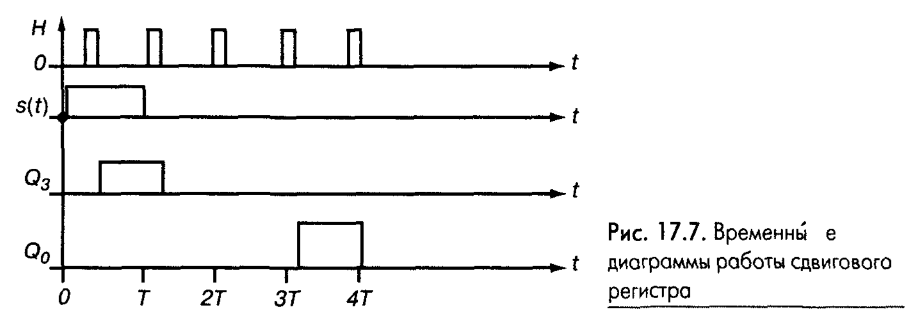


Рис. 17.7. Временны́е диаграммы работы сдвигового регистра

17.4.3. Счетчик по модулю *n* или делитель частоты

Построим цепочку из n триггеров J–K, содержащую схему сброса, которая включается, когда содержимое триггеров соответствует заранее заданному числу N.

На рис. 17.8 представлен асинхронный счетчик, снабженный схемой сброса, срабатываемой при $N_{(10)} = 10$ (в двоичном коде 1010).

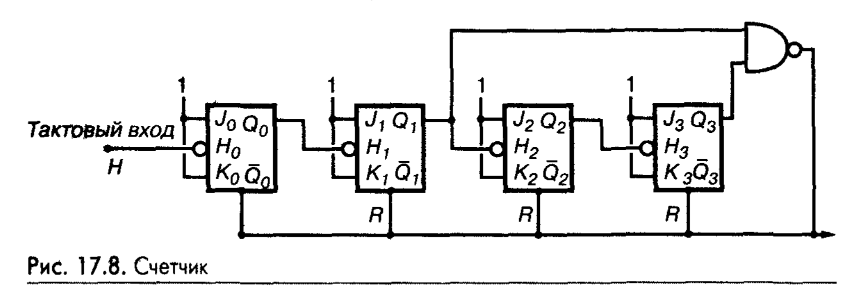


Рис. 17.8. Счетчик

Сразу после восьмого тактового импульса $Q_0 = 0$, $Q_1 = 0$, $Q_2 = 0$, $Q_3 = 1$, а после девятого импульса $Q_0 = 1$, $Q_1 = 0$, $Q_2 = 0$, $Q_3 = 1$. На десятом импульсе логический ключ И-НЕ вырабатывает сигнал сброса. После этого счет возобновляется.

Выход логического ключа можно соединить с тактовым входом второй группы из четырех триггеров, получив таким образом двухдекадный счетчик (от 00 до 99).

Аналогично получаем любое количество декад.

Для того чтобы проиллюстрировать работу счетчика, на рис 17.9 представлены временны́е диаграммы Q_0 и Q_1 для четырех первых синхроимпульсов.

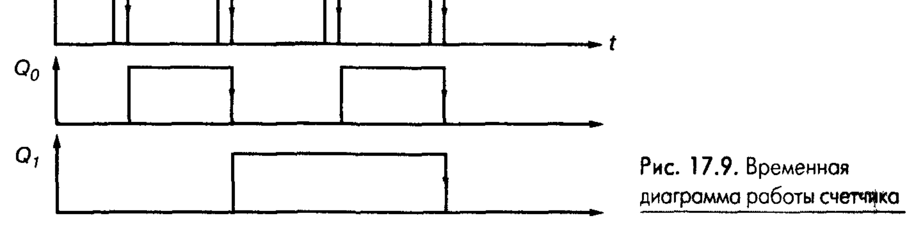


Рис. 17.9. Временная диаграмма работы счетчика

17.4.4. Реверсивный счетчик

Рассмотрим опять цепочку из четырех JK-триггеров, где первый тактируется задним фронтом синхросигнала H.

Если выход Q_0 соединен с J_1, Q_1 – с J_2, Q_2 – с J_3, вся группа триггеров ведет себя как обычный двоичный счетчик на приращение.

Если, напротив, поменять ролями Q_1 и $\overline{Q}_1$, при этом $\overline{Q}_0$ соединить с J_1, $\overline{Q}_1$ – с J_2, $\overline{Q}_2$ – с J_3, то получим двоичный счетчик на убывание.

Перейти от первого режима работы ко второму можно с помощью управляющего сигнала C (рис 17.10). При этом счет идет на приращение, если X = 1, и на убывание – при X = 0

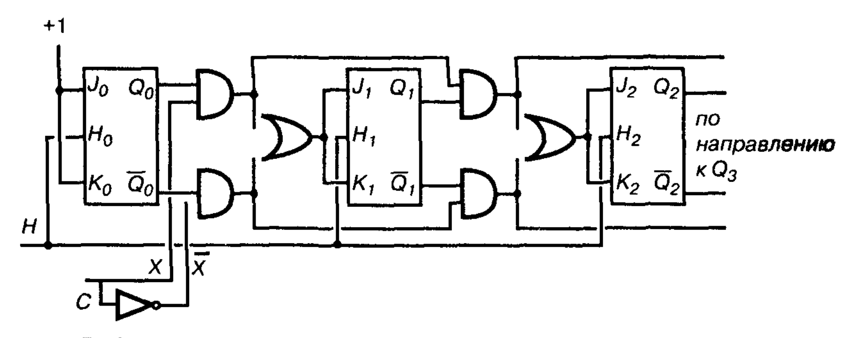


Рис. 17.10. Реверсивный счетчик

На рис. 17.11 показаны сигналы, наблюдаемые на выходе трех первых триггеров в случае счета на убывание.

Начиная с момента, когда

$$Q_0 = 1,\ Q_1 = 2,\ Q_2 = 1 \Rightarrow N_{(10)} = 7,$$

через четыре такта имеем

$$Q_0 = 1,\ Q_1 = 2,\ Q_2 = 0 \Rightarrow N_{(10)} = 3.$$

Таким образом, выходной код счетчика уменьшился на 4.

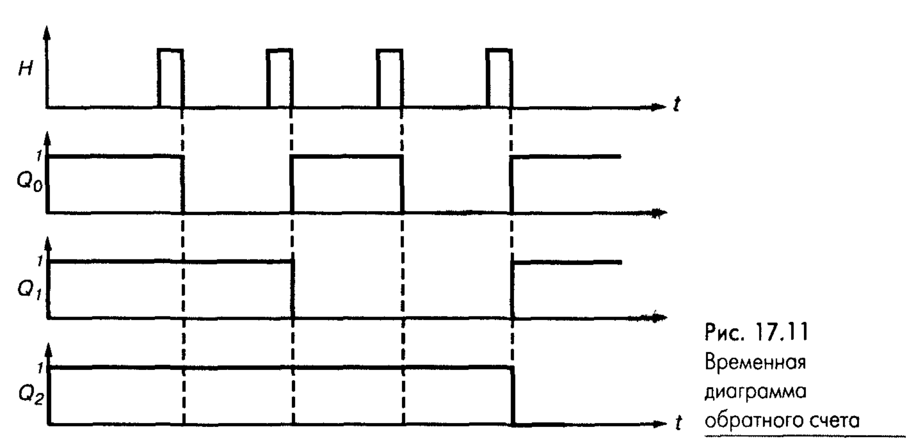


Рис. 17.11 Временная диаграмма обратного счета

Многие изготовители выпускают различные реверсивные счетчики. Например, Texas Instruments поставляет счетчики типа SN 54190, SN 54191 или SN 74190, SN 74191 в корпусах с 16 выводами, предназначенные для работы на частоте до 25 МГц.

17.4.5. Применение счетчиков

Счетчики используют в схемах измерения промежутков времени, частоты или периода сигнала.

Для измерения частоты достаточно подсчитать число входных импульсов в течение определенного промежутка времени, предусмотрев при этом периодический сброс после каждого периода счета.

Аналогично, для измерения промежутка времени между двумя входными импульсами достаточно подсчитать число импульсов эталонного тактового сигнала.

Рассмотрим использование счетчиков в фазовых или частотных демодуляторах.

Предположим, что сигнал имеет вид

$$s(t) = A\cos\left[\omega_0 t - \beta\sin(\Omega t + \varphi_x)\right],$$

где φ_x – фаза, которую требуется определить.

Запишем выражение для опорного сигнала

$$r(t) = B\sin\Omega t,$$

где $\Omega \ll \omega_0$.

Для реверсивного счетчика сигнал s(t) является тактовым, а r(t) – переключает режим счета (прямой/обратный).

При $0 < t < T/2$, $r(t) > 0$ счет идет в прямом направлении, а при $T/2 < t < T$, $r(t) < 0$ – в обратном.

Мгновенная частота сигнала s(t) определяется по формуле:

$$f = f_0 - \Delta F \cos(\Omega t + \varphi_x),$$

где $\Delta F = \Omega\beta$.

В течение периода $T = 2\pi/\Omega$ находим

$$N = \int_0^{T/2} [f_0 - \Delta F \cos(\Omega t + \varphi x)] dt - \int_{T/2}^{T} [f_0 - \Delta F \cos(\Omega t + \varphi_x)] dt,$$

то есть $N = 4\beta \sin \varphi_x$.

Мгновенная частота сигнала $A \cos \phi(t)$ равна

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}.$$

17.5. Аналого-цифровое преобразование

17.5.1. Синхронизация

Прежде всего, с некоторым шагом по времени следует выполнить выборку *отсчетов* сигнала, подлежащего оцифровке.

Рассмотрим сигнал

$$s(t) = a \cos(\omega t + \varphi).$$

Минимальное число отсчетов, которое следует взять на каждом периоде сигнала, равно 2.

Обычно предусматривается некоторый запас и в качестве периода синхронизации берется T_e, значение которого определяют следующим образом:

$T_e = 1/2{,}5\ f$ или $f_e = 1/T_e = 2{,}5\ f$.

Если сигнал s(t) не гармонический, то для определения частоты взятия отсчетов его следует разложить в ряд Фурье, удержав конечное число гармоник:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{n} a_i \cos\ (\omega_i t + \varphi_i).$$

Тогда частота взятия отсчетов

$f_e = 2{,}5\ f_{max}$,

где f_{max} – частота высшей гармоники с номером n.

Для получения хорошего результата необходимо выполнение неравенства

$\theta < 0{,}1 T_e$,

где θ – время оцифровки одного отсчета, как показано на рис. 17.12.

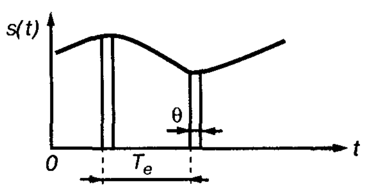


Рис. 17.12. Время оцифровки одного отсчета

17.5.2. АЦП последовательного приближения

Блок-схема преобразователя представлена на рис. 17 13.

Принцип его работы заключается в следующем: входное напряжение V_e сравнивается с опорным напряжением V_r, поступающим от цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), вырабатывающего аналоговое напряжение на основе данных, хранящихся в регистре.

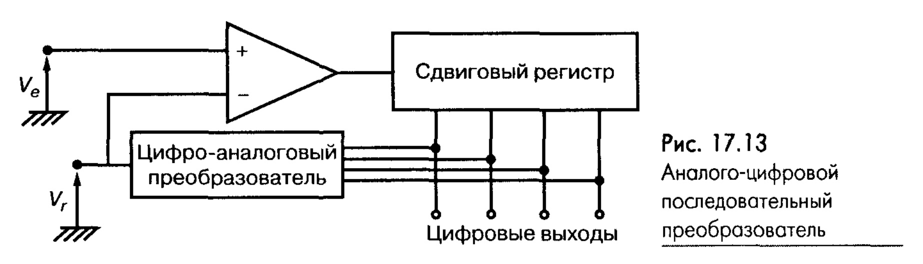


Рис. 17.13 Аналого-цифровой последовательный преобразователь

В зависимости от знака разности $V_e - V_r$ компаратор методом последовательных приближений изменяет содержимое регистра.

Метод последовательных приближений – достаточно медленный, поэтому время преобразования приблизительно равно нескольким микросекундам или десяткам микросекунд.

Входное напряжение V_e подается на АЦП с выхода схемы «выборки–хранения», которая была рассмотрена в разделе 13.2.5. В схеме цифро-аналогового преобразователя часто используется цепь R/2R, рассмотренная в разделе 3.4.1.

17.5.3. Параллельный преобразователь

Параллельное преобразование позволяет производить оцифровку с большей скоростью, чем последовательное. В этом случае время преобразования снижается до 10 нс.

Часть опорного напряжения V_r, полученного при помощи резистивного делителя, подводится к *n* компараторам. Входное напряжение V_e распределяется по всем входам компараторов.

Как показано на рис. 17 14, номиналы резисторов распределяются в порядке от самого нижнего:

R, 2R, 2R, , 2R, 3R.

Если у компаратора уровня j напряжение V_e выше порогового значения примерно на несколько милливольт, то есть $(2j-1)V_r / (2n+2)$, то соответствующий выход находится в состоянии верхнего уровня и его типичное значение составляет $A_j = 1$, в противном случае $A_j = 0$.

Величины $A_1 \ldots A_n$ подаются на входы шифратора, с выхода которого снимается двоичное число

$$N_{(2)} = b_k b_{k-1} \ldots b_0 .$$

Рассматривая в качестве примера параллельный преобразователь с тремя компараторами, можно составить следующую таблицу истинности, определяющую работу шифратора:

Таблица 17.7. Таблица истинности параллельного компаратора

A_3	A_2	A_1	b_1	b_2
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	1	1	0
1	1	1	1	1

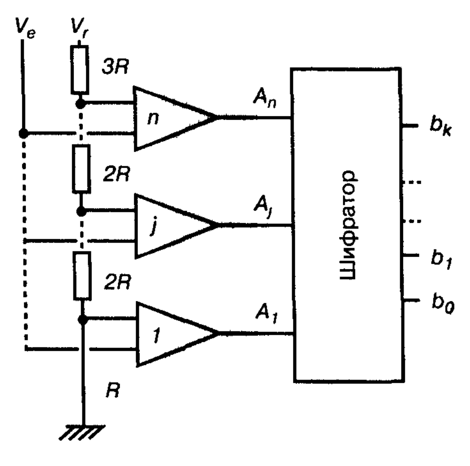


Рис. 17.14. Аналого-цифровой параллельный преобразователь

17.5.4. Характеристики ЦАП и АЦП

Основные определения и нормируемые характеристики преобразователей даны в международном стандарте CEI IEC 60748-4.

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) и цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) обозначаются соответственно ADC (Analog to digital converter) и DAC (Digital to analog converter)

Основные используемые термины

- *динамический диапазон* – допустимый диапазон аналоговой величины;
- *разрядность* – количество разрядов двоичного кода; их количество зависит от аналогового разрешения преобразователя
  $1LSB = FSR/(2^n - 1)$,
- *разрешение* преобразователя – разность между аналоговыми уровнями, соответствующими двум соседним цифровым кодам.

17.6. Специализированные СБИС

17.6.1. Общие сведения

Схемы ASIC (Application Specific Integrated Circuits) представляют собой заказные специализированные интегральные схемы, созданные для решения специфических задач.

Они выпускаются ограниченными сериями (10–10 000) в отличие от стандартных интегральных схем.

Различают две категории схем ASIC

- полузаказные интегральные схемы Основные блоки уже определены, остается выполнить соединения между ними Существуют следующие разновидности стандартные программируемые логические интегральные схемы, большой набор вентилей и транзисторов;
- заказные интегральные схемы. В основном используются функции из библиотеки модулей. Разработка таких СБИС производится пользователем.

17.6.2. FPGA (Field-Programmable Gate Arrays – перепрограммируемые базовые матричные кристаллы) фирмы XILINX

Схемы ASIC с повторным программированием или без него строятся на базе:

- PAL (Programmable Array Logic – микросхемы программируемой логики);
- PLA (Programmable Logic Array – программируемые логические схемы).

Схемы PAL основаны на записи логических уровней 0 и 1 в статических запоминающих устройствах. Они имеют две матрицы программируемых соединений («ИЛИ» и «И»).

Схемы PLA имеют только одну матрицу программируемых соединений «И», что позволяет достичь большего быстродействия.

Рис. 17.15 иллюстрирует пример построения, где схема ограничена четырьмя входами и тремя выходами и содержит матрицы «И» и «ИЛИ».

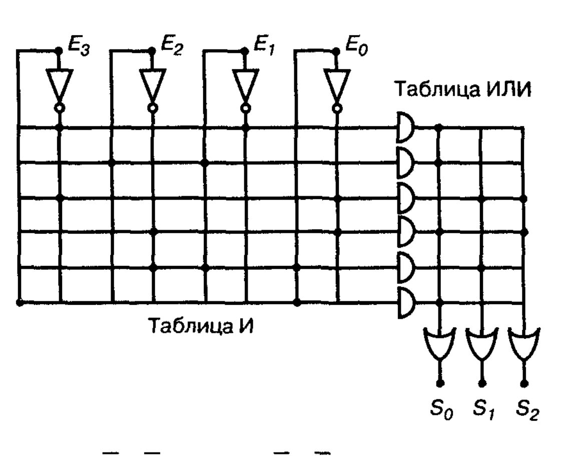


Рис. 17.15
Структура программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС)

$$S_0 = \overline{E}_3 \cdot \overline{E}_1 + E_2 \cdot E_1 \cdot \overline{E}_2 \cdot \overline{E}_0 + E_3 \cdot E_0,$$

$$S_1 = \overline{E}_3 \cdot \overline{E}_0 + \overline{E}_2 \cdot E_1 \cdot E_0,$$

$$S_2 = \overline{E}_3 \cdot \overline{E}_0 + \overline{E}_2 \cdot \overline{E}_0.$$

Для получения операций И и ИЛИ можно воспользоваться транзисторами, описанными в главе 13, и диодами, представленными в разделе 6.2.1.

На рис. 17.16 в качестве примера приведена схема, позволяющая получить S_2.

На смену схемам PAL теперь пришли PLD (Programmable Logic Devices – Устройства программируемой логики) и GAL (Generic Array Logic – Микросхемы программируемой логики), которые содержат как комбинационные, так и и последовательностные элементы.

Технология EPROM (программируемых ПЗУ) положила начало технологии EPLD (Erasable PLD – стираемые, то есть перепрограммируемые логические устройства).

Матрицы FPGA без повторного программирования используют технологию типа antifuse (антисплавления). Суть ее в том, что для контакта между двумя проводниками укладывают очень тонкий разделительный изолятор (при соответствующем напряжении). Используемые изоляторы являются диэлектриками – фирмы ACTEL и TI (Texas Instruments) и выполнены из аморфного кремния – фирмы Crosspoint и QuickLogic.

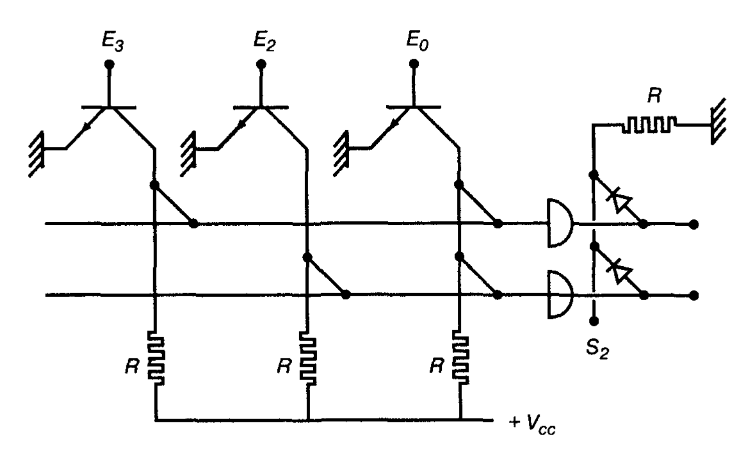


Рис. 17.16. Программируемая матрица

Таблица 17.8. Типы программируемых и перепрограммируемых микросхем

Характеристики	Технология				
	статические RAM	**антисплавление с использованием диалектрика**	**антисплавление с использованием аморфного кремния**	**EPROM**	**EEPROM**
Энергозависимость	Да	Нет	Нет	Нет	Нет
Программируемость	Бесконечное число раз	Один раз	Один раз	Много раз	Много раз
Сопротивление (Ом)	500	250–500	25–100	1 000	1 000
Емкость (пФ)	50	2	1	10	20
Прибл поверхность	50	1,5	1	10	20
Фирмы-изготовители	Algotrinix, Plessey, TI, XILINX	ACTEL,	Crosspoint, QuickLogic	Altera, Plus Logic, Atmel	AMD, NS, Lattice

17.6.3. Функциональное описание схемы FPGA семейства 4 000

Схемы FPGA семейства 4 000 (рис. 17.17) состоят из периферийного блока управления входами–выходами IOB (Input–Output Block), связанного с многовходовыми дешифраторами. Ядро этих схем сформировано базовыми блоками или CLB (Configurable Logic Blocks), расположенными в виде матрицы n × n. Все эти элементы можно соединить между собой с помощью программируемых коммутаторов.

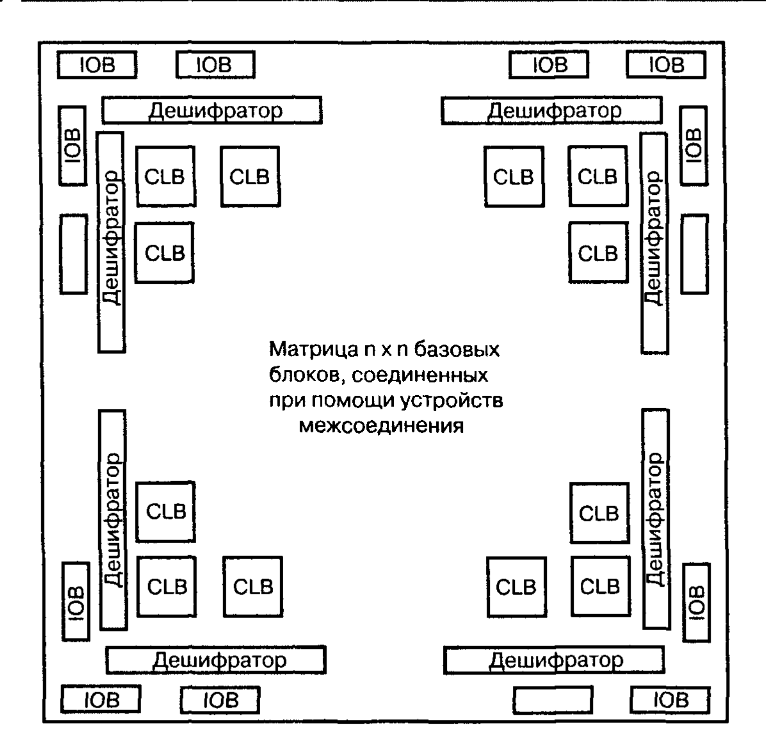


Рис. 17.17. Струтура FPGA 4010 Микросхема эквивалентна 10 000 вентилям И-НЕ Имеет 400 блоков CLB, 60 входов, 16 дешифраторов

17.7. Микропроцессор и микроконтроллер

17.7.1. Электронно-вычислительная машина

Архитектура

На рис. 17.18 представлена организация работы вычислительной машины или компьютера.

Блок-схема содержит следующие устройства:

- микропроцессор μP с арифметико-логическим устройством (АЛУ) и устройством управления (УУ);
- быстродействующее запоминающее устройство небольшой емкости (регистровый файл);
- массовое запоминающее устройство с низкой скоростью, но большой емкостью (ОЗУ);

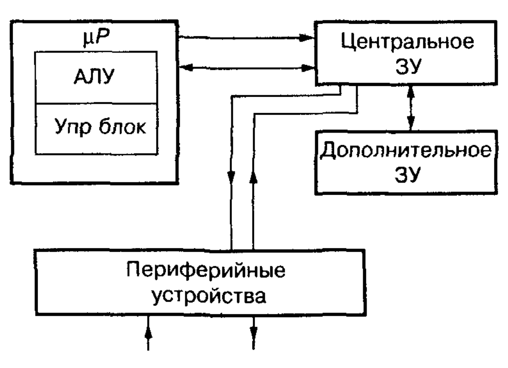


Рис. 17.18. Блок-схема компьютера

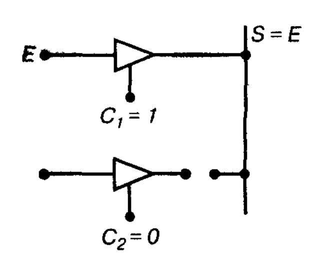


Рис. 17.19. Подключение к одной шине нескольких устройств

- периферийные устройства (датчики и управляемые механизмы, а также внешние устройства ввода–вывода и обработки информации).

Между этими блоками происходит обмен данными по так называемым *шинам.*

Соединения внутри микропроцессора образуют внутреннюю (системную) шину, а соединения с запоминающими и периферийными устройствами – внешнюю шину.

Схемы, которые должны сообщаться между собой, подключены к одному проводу шины с помощью логической схемы, имеющей третье логическое состояние (высокого импеданса).

Если последняя находится в состоянии высокого импеданса, то в результате специального сигнала разрешения, например C = 0, соединение с шиной разрывается. При C = 1 соединение восстанавливается. Случай подключения двух устройств к одной шине показан на рис. 17.19.

Для коммутации сигналов по нужным каналам используется мультиплексор (MUX). Мультиплексор представляет собой устройство, позволяющее выбрать определенный канал передачи из n возможных

Память

Организация микросхемы памяти характеризует количество ячеек и их разрядность.

Обычно разрядность выбирают кратной 8 битам: часто используемая разрядность составляет 1..4 байта, то есть 8..32 бита.

Каждая ячейка памяти имеет адрес (порядковый номер). Оперативное запоминающее устройство состоит из элементов RAM (Random Access Memory) и регистров для считывания и записи, а также элементов с постоянной

памятью ROM (Read Only Memory) или REPROM, последние используются только для считывания информации.

Запоминающие устройства RAM бывают статическими или динамическими. Статические ЗУ строятся на основе бистабильных ячеек на МОП транзисторах, а динамические ЗУ – на основе ячеек, содержащих емкость с очень большой постоянной времени разряда, связанной с МОП транзистором, как показано на рис. 17.20.

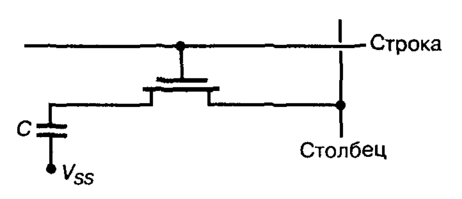


Рис. 17.20. Динамическая ячейка ЗУ

Для ЗУ RAM обычное время доступа достигает 10 нс при использовании технологии КМОП, их объем может быть 15–64 Мбит.

Дополнительное ЗУ часто состоит из ЗУ на магнитных доменах (жесткий или гибкий магнитный диск).

У жесткого диска время доступа составляет порядка 20 мс, а объем – 20×10^9 байт.

Устройство управления

Устройство управления находится в микропроцессоре. Его составляющие показаны на рис. 17.21.

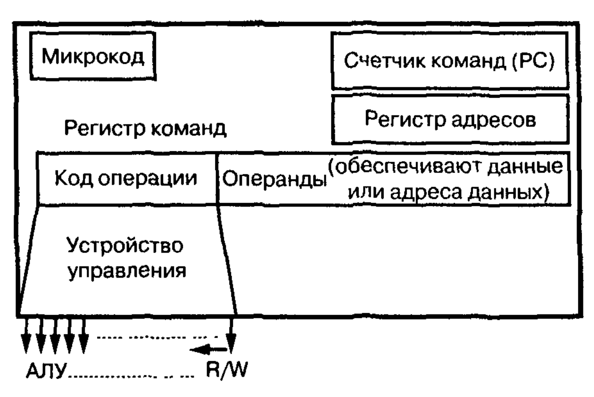


Рис. 17.21. Устройство управления (УУ)

Его задача – интерпретировать и выполнять команды программы.

Разделяют следующие операции:

- фаза интерпретации – выборка команды из памяти, декодирование команды;
- фаза выполнения – вычисление адресов операндов, выборка их из памяти, выполнение команды и запись результата обратно в память.

Регистр команд содержит код команды, подлежащей выполнению, и служит входным устройством для двух дешифраторов:
- дешифратора кода команды, вырабатывающего сигналы для установки необходимых соединений между блоками;
- дешифратора адреса, позволяющего после соответствующего вычисления поместить нужный адрес в регистр адреса или в счетчик команд (PC).

Счетчик команд содержит адрес команды, подлежащей выполнению.

Вычислительный блок

На рис. 17.22 представлена схема машины фон Неймана

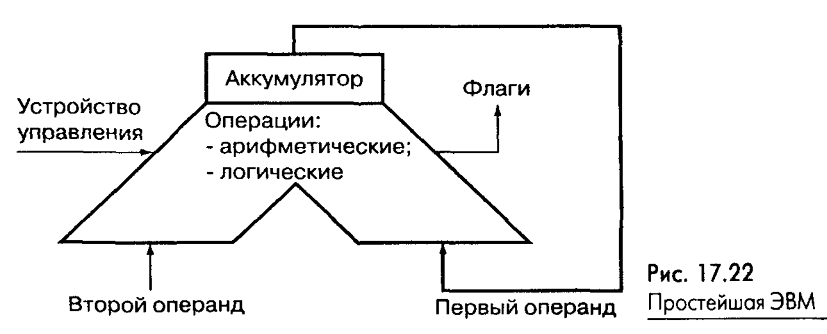


Рис. 17.22
Простейшая ЭВМ

Это блок UAL (Unite arithmetique et logique, АЛУ – арифметико-логическое устройство). Элементарная операция выполняется над двумя операндами и позволяет получить результат и специальные признаки – флаги. Выделяют следующие операции:

- логические (И, ИЛИ, НЕ);
- арифметические (сложение, вычитание);
- сдвига.

С помощью флагов устройство управления анализирует состояние регистров вычислительного блока.

Аккумулятор представляет собой специальный регистр, который для машины с одним операндом до начала выполнения операции содержит

первый операнд, а после ее выполнения – результат. Все арифметические и логические операции, результат которых помещается в аккумулятор, являются «узким местом», сдерживающим увеличение производительности процессора. Поэтому обычно используют двух- или даже трехадресную систему команд. На рис. 17.23 показан случай двух операндов.

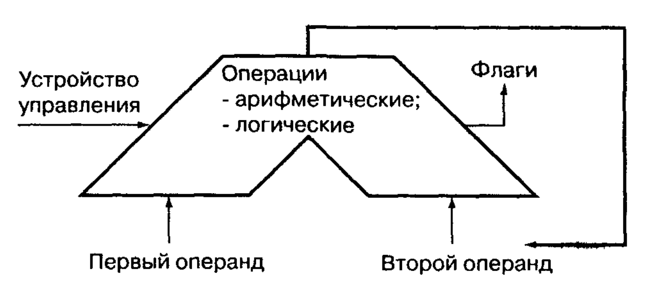


Рис. 17.23. Машина фон Неймана с двумя операндами

Компьютеры, имеющие сложную систему команд, называются CISC (Complex Instruction Set Computer). Для RISC-машин (Reduced Instruction Set Computer) система команд упрощена и является трехадресной, в результате упрощается устройство процессора и удается достичь высокой производительности.

Формат команды RISC-процессора:

- код операции;
- первый операнд;
- второй операнд;
- место хранения результата.

Каждая команда процессора имеет свое мнемоническое обозначение. В действительности микропроцессор умеет делать не так много. В первом приближении он может читать, писать, прерывать последовательность исполняемых команд, выполнять некоторые вычислительные операции. Обычно выделяют следующие типы машинных команд:

- загрузка регистра из памяти (load);
- запись информации из регистра в память (store);
- копирование информации между регистрами;
- арифметические операции – ADD (сложение), SUB (вычитание), MUL (умножение), DIV (деление);
- логические операции – AND (И), OR (ИЛИ), EOR (исключающее ИЛИ), COM (дополнение до 1), NEG (дополнение до 2), CMP (сравнение), сдвиг;

- безусловный переход на выполнение указанной команды или переход при выполнении некоторого условия, задаваемого с помощью флагов (Z, N, C, V);
- вызов подпрограмм безусловный JSR (Jump Subroutine) или условный BSR (Branch Subroutine).

Обычно используются следующие режимы адресации операндов:

- непосредственный операнд (указан в самой команде);
- абсолютная адресация (указан адрес операнда);
- косвенная адресация (указан регистр или ячейка памяти, в которой находится адрес операнда);
- индексация.

Например, в случае машины с одним операндом имеем

load #$10,A	(загрузить 10 шестнадцатеричное число 10),
load Accu $1000	(загрузить содержимое памяти по адресу 1000 в аккумулятор),
load Accu [$1000]	(выбрать из ячейки с адресом 1000 адрес данных и поместить данные в аккумулятор),
load Accu:Reg1, Reg2	(сложить регистры 1 и 2 для получения адреса данных, которые надо загрузить в аккумулятор).

Эти четыре записи отражают способы адресации машины.

Соответствующие команды транслируются в двоичный машинный код с помощью специальной программы, называемой *компилятором* с языка ассемблер. Затем этот двоичный код загружается в ОЗУ для выполнения.

В табл. 17.9 приведено соответствие между числами в десятичной, двоичной и шестнадцатеричной системах счисления.

Таблица 17.9. Представление в шестнадцатеричной системе

Десятичная система	Двоичная система	Шестнадцатеричная система	Десятичная система	Двоичная система	Шестнадцатеричная система
0	0	0	8	1000	8
1	1	1	9	1001	9
2	10	2	10	1010	A
3	11	3	11	1011	B
4	100	4	12	1100	C
5	101	5	13	1101	D
6	110	6	14	1110	E
7	111	7	15	1111	F

Если десятичное число больше или равно 16, то на основе записи в двоичном коде сгруппируем биты по 4 и найдем соответствие в шестнадцатеричной системе для каждой группы.

Пример:

1000 001 = 100 0001 = 4 1,
100011111 = 1 0001 1111 = 1 1 F.

Состояние регистра флагов указывается буквами, имеющими следующее значение:

Z – флаг нуля; N – флаг отрицательного результата; C – флаг переноса; V – флаг переполнения.

Прерывания

Прерывание – это внешний сигнал, вызывающий временное прекращение выполнения текущей программы и обращение к выполнению программы обработки этого прерывания.

В конце программы обработки специальная команда позволяет вернуться к выполнению прерванной программы (рис. 17.24).

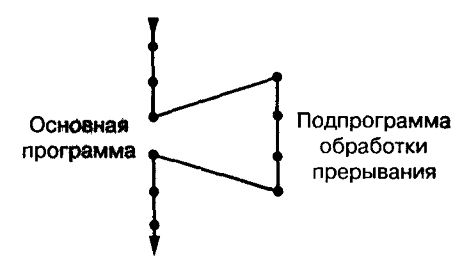


Рис. 17.24. Схема обработки прерывания

Программируемые периферийные устройства

Специальные интерфейсные схемы позволяют подключить периферийные устройства к микропроцессору (рис. 17.25).

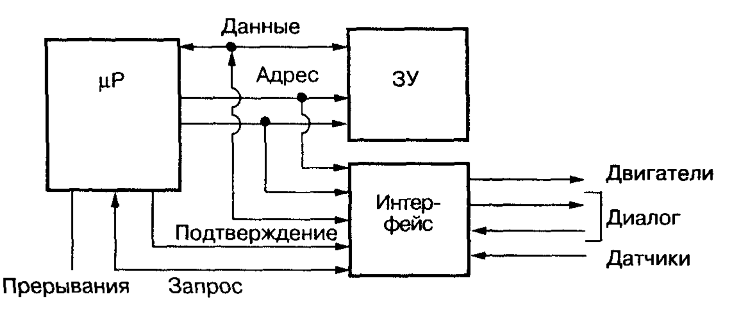


Рис. 17.25. Программируемый интерфейс

Периферийные схемы (адаптеры) называются программируемыми в том смысле, что выполняемые ими функции не фиксированы, а определяются данными, загруженными в их внутренние регистры.

17.7.2. Микропроцессор

Архитектура

На рис. 17.26 приведена принципиальная схема микропроцессора в соединении с запоминающим устройством или периферийным оборудованием.

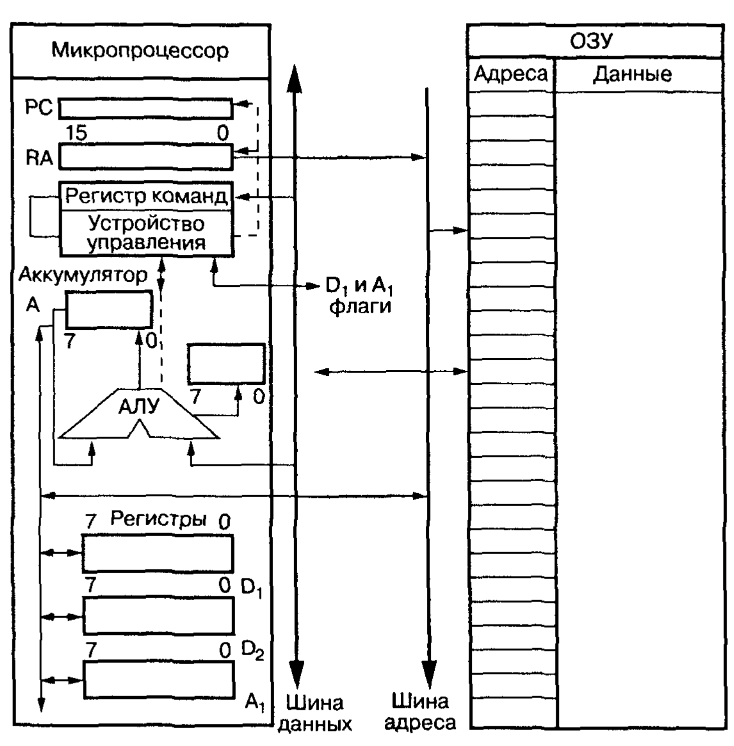


Рис. 17.26. Соединение интерфейса с микропроцессором

На этом рисунке показаны уже упоминавшиеся элементы, а именно:

- устройство управления с регистрами команд и адреса;
- вычислительный блок с АЛУ (арифметико-логическим устройством), аккумулятором и флаговым регистром;
- набор рабочих регистров D_1, D_2 и A_1 согласующих схем и соединений с шинами данных, адреса и управления.

К микропроцессору подключена оперативная память, в которой хранится программа и данные.

Начальная загрузка

Тактовая частота задается внешним кварцевым генератором (рис. 17.27) и обозначается f_H. Начальная загрузка программ и данных осуществляется из ПЗУ (ROM или EPROM).

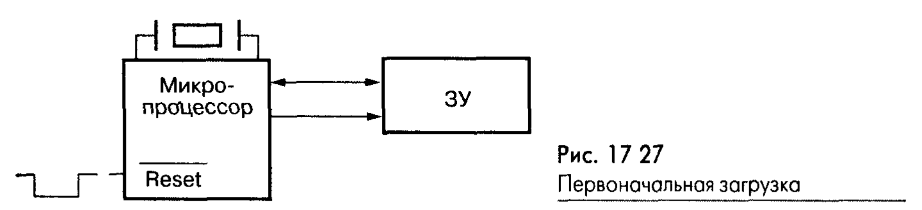


Рис. 17 27
Первоначальная загрузка

Сигнал 0 подводится к выводу $\overline{\text{RESET}}$. Его длительность от нескольких до сотен T_H, где $T_H = 1/f_H$.

В конце этого сигнала все внутренние регистры микропроцессора приводятся в исходное состояние, затем происходит считывание адреса основной выполняемой программы, размещенной в постоянной памяти либо по младшему адресу 00..., либо по старшему адресу в FFF... в зависимости от микропроцессора.

Программа начальной установки микропроцессора и периферийного оборудования в исходное состояние выполняется обычным образом.

В конце происходит вызов специальной программы, осуществляющей интерфейс с пользователем или специальным внешним устройством (например, устройством управления лифтом).

Периферийные устройства

Рассмотрим комплекс микропроцессор, запоминающее устройство, мультиплексор MU, представленный на рис. 17 28

A_y (управляющий сигнал), поступающий на мультиплексор, соответствует старшему биту шины адреса. Мультиплексор должен выбрать нужную ячейку из n возможных в запоминающем или периферийном устройстве. Поскольку шина данных является единственной и двунаправленной, то микропроцессор может вести диалог одновременно только с одним устройством. Последний выбирается дешифратором MU на основании адреса, указанного в команде.

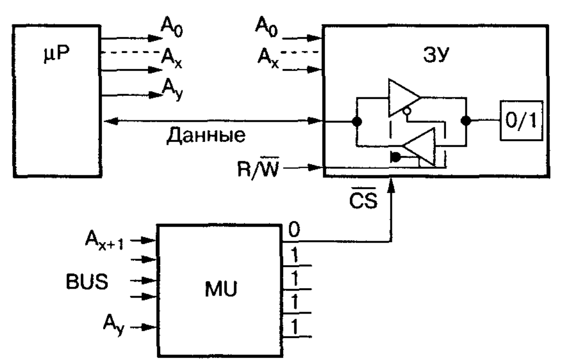


Рис. 17 28. Микропроцессор в комплекте с периферийными устройствами

Для этого все внешние устройства, кроме нужного, находятся в состоянии высокого импеданса, благодаря неактивному уровню на управляющем входе CS (Chip Select – выбор кристалла).

Выбор соответствующей ячейки памяти внутри активного устройства производится в соответствии с младшими разрядами адреса A_0–A_x (где x зависит от числа ячеек или регистров). Таким образом, получаем 2^x комбинаций для получения 2^x различных адресов.

Выбор направления обмена данными осуществляется сигналом считывания/записи ($R/\overline{W}$), выдаваемого микропроцессором, который принимает значение, соответствующее 1 (при считывании данных в процессор из внешнего устройства или памяти) и 0 (при записи из процессора в память или внешнее устройство).

Трехадресный RICS-процессор

В качестве примера рассмотрим 32-разрядный RISC-микропроцессор (Reduced Instruction Set Computer).

Он имеет следующие характеристики:

- Гарвардская архитектура (раздельный кэш команд и данных) и, как следствие, 2 шины адреса и 2 шины данных;
- сокращенный набор команд;
- одинаковый размер всех команд;
- сокращение числа команд обмена с ОЗУ;
- увеличение числа внутренних регистров;
- конвейеризация команд для увеличения производительности.

Конвейеризация (организация выполнения команд по принципу поточного производства) и *кэширование* (хранение часто используемых данных в локальной памяти) позволяют увеличить скорость выполнения команд.

Общая архитектура ЭВМ представлена на рис. 17.29.

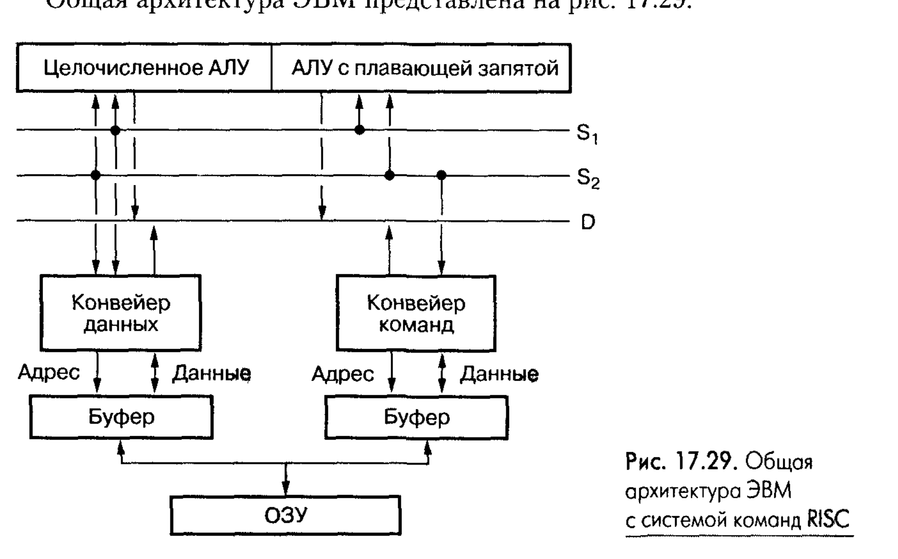


Рис. 17.29. Общая архитектура ЭВМ с системой команд RISC

Список изготовителей микропроцессоров

Основные изготовители микропроцессоров: AMD, Hitachi, IBM, Intel, Motorola, National Semiconductor, NEC, Texas Instruments, Toshiba, Zilog. Конечно, этот список нельзя считать полным.

17.7.3. Микроконтроллеры

Строение

Микроконтроллер (рис. 17.30) – это микросхема, которая содержит следующие устройства

- микропроцессор μP;
- несколько ЗУ (RAM, постоянная память ЗУ);
- программируемые периферийные устройства, например, таймер, универсальный синхронный/асинхронный приемопередатчик UART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter), а также параллельный интерфейс.

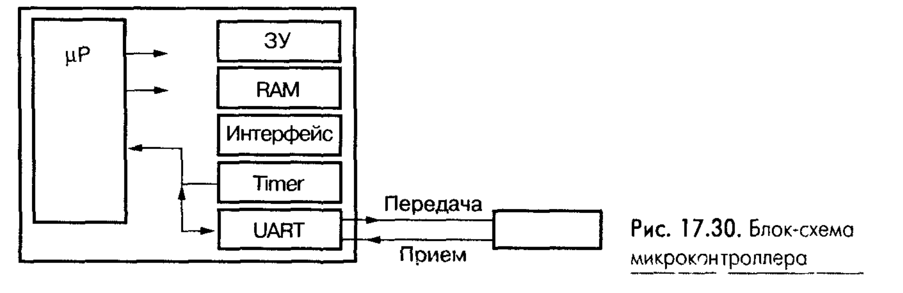


Рис. 17.30. Блок-схема микроконтроллера

Разновидности контроллеров

Изготовитель Intel:

- 8048 – высоко ценится за низкую стоимость и широкое использование;
- 8051 – относится ко второму поколению микроконтроллеров, использующих модифицированную Гарвардскую архитектуру с разделением памяти программ и памяти данных. Объем памяти RAM – 128 байт.

17.7.4. Процессоры цифровой обработки сигналов

Обычно их называют DSP (Digital Signal Processor – Процессор цифровой обработки сигналов, ПЦОС). В таких процессорах используется Гарвардская архитектура и команды, адаптированные для вычисления суммы вида

$$\sum a_i x_i ,$$

то есть взвешенной суммы отсчетов сигнала.

Например, используются команды типа *Умножить и Сложить* к некоторому числу отсчетов в зависимости от начального состояния аккумулятора.

Среди ЦПОС, имеющих длительность одного такта примерно 100 нс, можно назвать:

- MB 8764 Fujitsu;
- DSP 56000 Motorola;
- LM 32900 NSC;
- GAPP/45 CG72 NCR;
- TMS 32C026 TI (Texas Instruments);
- MSM 6992 OKI.

17.8. Литература

1. F. de Dieuleveult, H. Fanet. Principes et pratiques de l'électronique. T. 2: Fonctions numériques et mixtes, Dunod, 1997.
2. J.–M. Bernard, H. Hugon. Pratique des circuits logiques, Eyrolles, 1987.
3. A. Picaud. Logique combinatoire et sé quentielle, document de cours, ENSTA, 1995.

4*. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3-х томах.– М.: - Мир, 1993.

5*. Шевчук В. П., Желтоногов А. П., Земсков Ю. В. Электроника и микропроцессорная техника: В 5-ти частях. – Волгоград: ВолгГТУ, 1999–2003.

6*. Куприянов М. С., Матюшкин Б. Д. Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. – СПб.: Политехника, 1999.

7*. Аналоговые и цифровые интегральные схемы/ Под ред. С. В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1985. – 432 с.

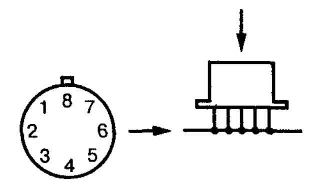
8*. Соломатина А. И., Улахович Д. А., Яковлев Л. А. Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2001. – 464 с.

* **Здесь и далее звёздочкой отмечена литература, добавленная при переводе. — *Прим. ред.***

Примеры корпусов

Цилиндрический корпус

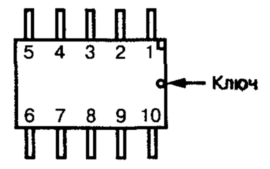
Пример F101, обозначение Jedec T0 – 99.



Вывод 8 расположен напротив выступа.

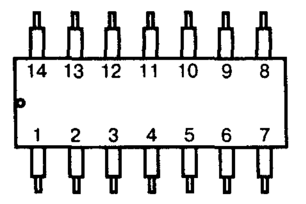
Плоский корпус

Пример (FB – FH). F 87/F 87 A, обозначение Jedec T0 – 91.



Безвыводный корпус

Пример F 105/F 105 A, обозначение Jedec T0 – 116.



На верхней плоскости расположена отметка (ключ), рядом с выводом 1 или между выводом 1 и последним выводом.

Выдержка из документа 60748–5. Полупроводниковые устройства – интегральные схемы

Часть 5. Полузаказные интегральные схемы

Общие сведения

Область применения

Генеалогическое древо интегральных схем (IEC 674/97)

В настоящей части международного стандарта CEI 60748 собраны стандарты, имеющие отношение к подкатегории полузаказных интегральных схем, которые указаны в генеалогическом древе интегральных схем.

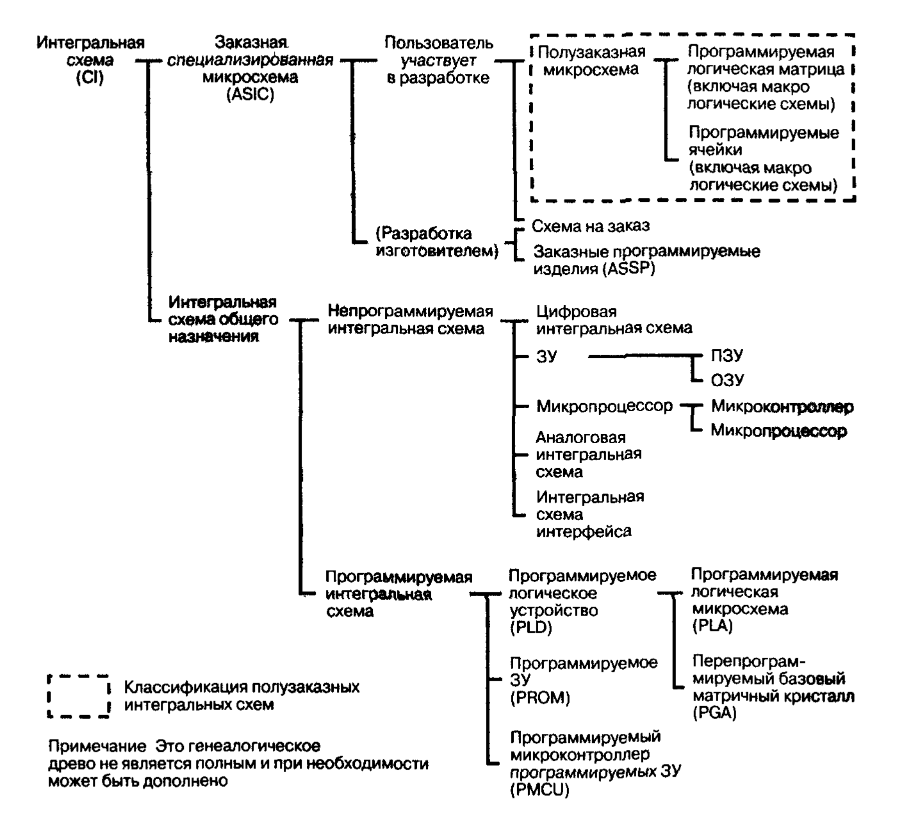
2.2. *Термины по полузаказным интегральным схемам*

2.2.1. *Заказная специализированная микросхема (ASIC)*: интегральная схема, созданная для специального применения.

2.2.2. *Базовый матричный кристалл*: интегральная схема, одна или несколько заказных ячеек или макроячеек которой располагаются на подложке и затем могут быть соединены с другими элементами схемы, размещенными на этой подложке.

2.2.3. *Полузаказная интегральная схема*: интегральная схема, состоящая из заказных схем, ячеек и макроячеек, которые могут быть соединены в результате специального технологического процесса для построения схемы, предназначенной для специального применения.

2.2.4. *Интегральная схема на заказ*: интегральная схема, которая может быть разработана для одного единственного пользователя или для единичного применения (например, некоторые специальные схемы для систем телекоммуникаций).



2.2.5. *Программируемая логическая схема*: интегральная схема, содержащая определенную сборку элементов схем, используемых для образования макроячеек и макрофункций, которые могут быть соединены или уже соединены для выполнения логической функции.

2.2.5.1. *Программируемая логическая матрица с каналом межсоединений*: программируемая логическая матрица, состоящая из заказных элементов схемы (ячеек и/или макроячеек), расположенных в зонах пластины, отделенных от зон, предусмотренных для межсоединений.

2.2.5.2. *Поле вентилей*: программируемая матрица, состоящая из заказных элементов схем (ячеек и/или макроячеек), которые могут быть перекрыты схемой межсоединений. В схеме вентилей зона межсоединений создана за счет рядов вентилей.

2.2.5.3. *Элементы схемы*: базовые составляющие схемы, за исключением межсоединений. Например, резисторы, конденсаторы и транзисторы.

2.2.6. *Ячейка*: заказной элемент схемы, строение и выводы которого предусмотрены специально для выполнения некоторой функции.

2.2.6.1. *Ячейка с предварительной специализацией*: ячейка, физические и электрические характеристики которой определены поставщиком.

2.2.6.2. *Базовая ячейка*: ячейка, состоящая из нескольких транзисторов и пассивных элементов для облегчения соединений.

2.2.7. *Макроячейка*: группа ячеек, которые могут быть соединены электрически специальным образом; характеристики макроячейки являются производными от характеристик составляющих ее ячеек.

Примечание: это определение распространяется на суперсоединение, которое включает один или несколько типов заказных ячеек или макроячеек большого размера.

2.2.7.1. *Макроматериал*: межсоединение элементарных ячеек в соответствии с фиксированной топологией для выполнения электрической функции.

Примечание. характеризация может быть выполнена посредством измерения устройств, созданных заводским способом, или с помощью компьютерного моделирования, а также путем комбинирования этих двух методов. Она может включать следующие аспекты· физические размеры, логические функции, возможность испытаний, соответствие топологическим правилам и надежность.

2.2.7.2. *Макрологические схемы*: межсоединения элементарных ячеек и/или макроячеек, которые выполняют электрическую функцию, но их топология заранее не определена.

2.2.7.3. *Макроячейка пользователя*: макроячейка, которая обеспечивается пользователем.

Основные стандарты

Стандарты UTE создаются с учетом европейских стандартов CENELEC, документов CECC и, кроме того, международных стандартов, изданных CEI (Commission électrotechnique internationale – Международная комиссия по электротехнике); 3, rue de Varembé – CP131 1211 – Genéve 20 – Suisse.

В Российской Федерации за стандартизацию отвечает Государственный комитет Российской Федерации по стандартизации и метрологии (Госстандарт России)*.

Условные обозначения и терминология

ГОСТ 2.702-75 ЕСКД. Правила выполнения электрических схем.

ГОСТ 2.710-81 ЕСКД. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах.

* Стандарты и название организации приводятся по состоянию на 2003 год. – *Прим. ред.*

ГОСТ 2.758-81 ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Сигнальная техника.

ГОСТ 19480-89. Микросхемы интегральные. Термины, определения и буквенные обозначения электрических параметров.

ГОСТ 2.721-74 ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Обозначения общего применения.

ГОСТ 2.709-89 ЕСКД. Обозначения условные проводов и контактных соединений электрических элементов, оборудования и участков цепей в электрических схемах.

ГОСТ 2.755-87 ЕСКД. Обозначения условные графические в электрических схемах. Устройства коммутационные и контактные соединения.

ГОСТ 2.728-74 ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Резисторы, конденсаторы.

ГОСТ 2.723-68 ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Катушки индуктивности, дроссели, трансформаторы, автотрансформаторы и магнитные усилители.

ГОСТ 2.730-73 ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Приборы полупроводниковые.

ГОСТ 2.708- 81 ЕСКД. Правила выполнения электрических схем цифровой вычислительной техники.

ГОСТ 2.743-91 ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Элементы цифровой техники.

ГОСТ 2.759-82 ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Элементы аналоговой техники.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Б

В

Г

П

Р

С

Т

У

Ф

Ц

Ч

Ш

Э

Я

A

F

M

P

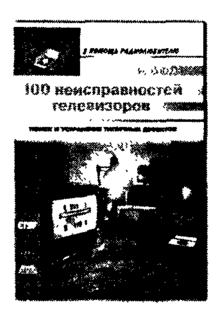
R

S

100 неисправностей телевизоров

Серия «В помощь радиолюбителю»

Автор:	Лоран Жерар
Формат:	70×100 $^1/_{16}$
Объем:	256 с. + 8 цв. вкл.
ISBN:	5-94074-015-4



*104 руб.**

Знание основ радиоэлектроники еще не гарантирует успешного проведения ремонта Необходимо изучение методов анализа и диагностики неисправностей, которое позволит выработать последовательность действий по обнаружению дефекта, определить неисправный узел, а затем элемент, вышедший из строя.

Сто неисправностей, рассмотренные в данной книге, выбраны с учетом реальной статистики. Описание каждого конкретного случая сопровождается подробным объяснением последовательности действий по поиску и устранению дефекта

Приведенные методики позволяют читателям выбрать собственную систему поиска и устранения неисправностей, которую можно использовать при работе с телевизорами любой модели.

Книга адресована радиолюбителям, специалистам, занимающимся ремонтом бытовой радиоэлектронной аппаратуры, а также студентам технических вузов

Магнитные карты и ПК

Серия «В помощь радиолюбителю»

Автор:	Гёлль Патрик
Формат:	60×88 $^1/_{16}$
Объем:	128 с.
ISBN:	5-94074-060-X



*65 руб.**

Книга откроет вам тайны магнитных карт, этих удобных и надежных средств, позволивших легко и просто решить множество технических проблем – оплаты, доступа, контроля.

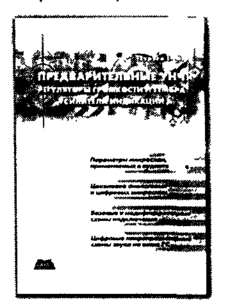
Издание содержит все необходимое для того, чтобы вы могли заняться изучением принципов записи, чтения, кодирования и декодирования информации магнитных карт. Описания несложных устройств (оригинальных усилителей записи и считывания, собственных считывающих устройств и т.д.) позволят вам изготовить их самостоятельно. Множество различных программ обеспечат мощный инструментарий для исследований и экспериментов с картами при помощи компьютера.

Прочитав эту книгу, вы научитесь уверенно распоряжаться информацией карт, записывая на них любые данные.

Предварительные усилители низкой частоты
Регуляторы громкости и тембра
Усилители индикации

2-е изд., стереотипн.

Серия «Справочник»



Автор: Турута Евгений Филиппович
Формат: 60×88 $^1/_{16}$
Объем: 176 с
ISBN: 5-94074-126-6

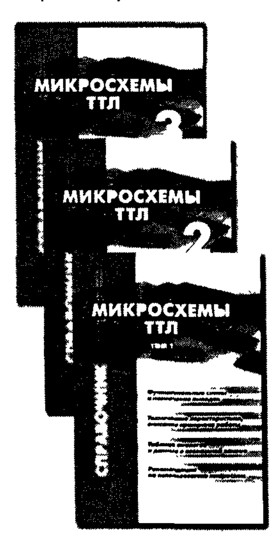
Настоящий справочник содержит информацию об основных электрических параметрах, цоколевке и подключении интег ральных микросхем – предварительных усилите ι низкон ча стоты, регуляторов громкости и тембра, усилителей индикации

Издание адресовано специалистам в области наладки и ре монта бытовой радиоаппаратуры (аудио, видео ТО) и радио любителям

*65 руб.**

Микросхемы ТТЛ

Серия «Справочник»



*80 руб.**

Том 1
Формат: 60×88 $^1/_{16}$
Объем: 384 с
ISBN: 5-94074-017-0

Том 2
Формат: 60×88 $^1/_{16}$
Объем: 544 с
ISBN: 5 94074-048-0

Том 3
Формат: 60×88 $^1/_{16}$
Объем: 496 с
ISBN: 5-94074-049-9

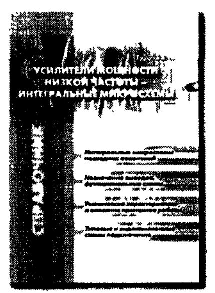
Справочник содержит подборку общеупотребительных интегральных схем ТТЛ Сюда вошли микросхемы ТТЛ, выпускаемые всеми известными фирмами-производителями Представлены такие популярные серии, как Standard-TTL Low-Power-TTL, Schottky-TTL, Low-Power Schottky-TTL, Advanced-Schottky TTL, Advanced Low-Power-Schottky-TTL, High-Speed TTL и Fast Schottky TTL

В начале каждой страницы изображена принципиальная коммутационная схема с логическими связями, сопровождаемая кратким описанием микросхемы Ниже подробно рассматривается ее работа указаны сигналы подводимые к отдельным выводам, или логические уровни напряжения на них Затем кратко перечисляются области использования данной микросхемы, приводятся основные технические данные а также указываются тип и серийный номер для быстрого поиска необходимой схемы

Усилители мощности низкой частоты – интегральные микросхемы

3-е изд., стереотипн.

Серия «Справочник»



*65 руб.**

Автор: Турута Евгений Филиппович
Формат: $60\times88\ ^1/_{16}$
Объем: 200 с
ISBN: 5-94074-120-7

Настоящий справочник содержит основные электрические параметры, базовые и модифицированные схемы подключения интегральных микросхем – усилителей мощности НЧ Представлены также УНЧ последнего поколения серии TDA фирм Philips и SGS Thomson даны подробные описания модификаций и функциональных возможностей подключения этих микросхем

Для специалистов в области наладки и ремонта бытовой радиоаппаратуры (аудио видео TV) а также радиолюбителей

Модули микшерного пульта

Серия «В помощь радиолюбителю»

Автор: Мартинак Филипп
Формат: 60×88 $^1/_{16}$
Объем: 144 с.
ISBN: 5-94074-112-6



*59 руб.**

В данной книге описываются принципы работы микшерного пульта – устройства, позволяющего не только связывать, но и управлять звучанием различных музыкальных инструментов в составе ансамбля.

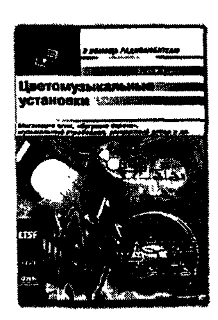
Используя подробные схемы и расчеты, приведенные в книге, можно, не тратя больших средств на приобретение дорогостоящей профессиональной техники, самостоятельно сконструировать микшерный пульт и начать увлекательные творческие эксперименты по смешиванию звуков музыкальных инструментов, созданию необычных спецэффектов или записи оригинальных фонограмм

Издание будет полезно как радиолюбителям, так и энтузиастам, желающим освоить современные возможности звукозаписи.

Цветомузыкальные установки

Серия «В помощь радиолюбителю»

Автор: Кадино Эрве
Формат: 60×88 $^1/_{16}$
Объем: 256 с.
ISBN: 5-94074-005-7



*65 руб.**

Автор настоящего издания предлагает вниманию читателя схемы оригинальных цветомузыкальных устройств. Прочитав это руководство, начинающие радиолюбители и опытные специалисты научатся применять тиристоры и симисторы, а также специфичные приборы: лазерный диод, шаговые электродвигатели или электродвигатели постоянного тока, устройства подавления помех.

Богдан Грабовски

Краткий справочник по электронике

Главный редактор *Захаров И. М.*
editor-in-chief@dmkpress.ru
Перевод *Хаванов А. В.*
Научный редактор *Земской Ю. В.*
Выпускающий редактор *Морозова Н. В.*
Верстка *Дудатий А. М.*
Графика *Салимонов Р. В.*
Дизайн обложки *Дудатий А. М.*

Подписано в печать 20.12.2003. Формат $60\times88^{1}/_{16}$.
Гарнитура «Петербург». Печать офсетная.
Усл. печ. л. 25,48. Тираж 500 экз.
Зак. № 1986

Издательство «ДМК Пресс», 105023, Москва, пл. Журавлева, д. 2/8.
Web-сайт издательства: www.dmk.ru
Internet-магазин: www.dmk.ru, www.abook.ru

Отпечатано в типографии № 9.
Волочаевская, 40.

ISBN 5-94074-222-X

